N° 72 - 136

THESE

PRESENTEE

A L'UNIVERSITE SCIENTIFIQUE ET MEDICALE DE GRENOBLE

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR INGENIEUR

par

Henri SERINDAT

RECHERCHE D'UNE UTILISATION OPTIMALE DU MATERIAU MAGNETIQUE DANS LES MEMOIRES A FILS

Soutenue le 6 juillet 1972, devant la Commission d'Examen

MM. A. COUMES — Président

M. POLOUJADOFF
D. RANDET
} Examinateurs

N° 72 - 136

THESE

PRESENTEE

A L'UNIVERSITE SCIENTIFIQUE ET MEDICALE DE GRENOBLE

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR INGENIEUR

par

Henri SERINDAT

RECHERCHE D'UNE UTILISATION OPTIMALE DU MATERIAU MAGNETIQUE DANS LES MEMOIRES A FILS

Soutenue le 6 juillet 1972, devant la Commission d'Examen

MM. A. COUMES — Président

M. POLOUJADOFF
D. RANDET
} Examinateurs

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

UNIVERSITE SCIENTIFIQUE
ET MEDICALE DE GRENOBLE

Liste des Professeurs.

Président : M. Michel SOUTIF
Vice-Président : M. Gabriel CAU

PROFESSEURS TITULAIRES :

MM.	ANGLES D'AURIAC Paul	Mécanique des fluides
	ARNAUD Georges	Clinique des maladies infectieuses
	ARNAUD Paul	Chimie
	AUBERT Guy	Physique
	AYANT Yves	Physique approfondie
Mme	BARBIER Marie-Jeanne	Electrochimie
MM.	BARBIER Jean-Claude	Physique Expérimentale
	BARBIER Reynold	Géologie appliquée
	BARJON Robert	Physique nucléaire
	BARNOUD Fernand	Biosynthèse de la cellulose
	BARRA Jean-René	Statistiques
	BARRIE Joseph	Clinique chirurgicale
	BENOIT Jean	Radioélectricité
	BERNARD Alain	Mathématiques pures
	BESSON Jean	Electrochimie
	BEZES Henri	Chirurgie générale
	BLAMBERT Maurice	Mathématiques pures
	BOLLIET Louis	Informatique (IUT B)
	BONNET Georges	Electrotechnique
	BONNET Jean-Louis	Clinique Ophtalmologique
	BONNET-EYMARD Joseph	Pathologie médicale
	BONNIER Etienne	Electrochimie Electrométallurgie
	BOUCHERLE André	Chimie et Toxicologie
	BOUCHEZ Robert	Physique nucléaire
	BRAVARD Yves	Géographie
	BRISSONNEAU Pierre	Physique du solide
	BUYLE-BODIN Maurice	Electronique
	CABANAC Jean	Pathologie chirurgicale
	CABANEL Guy	Clinique rhumatologique et hydrologie
	CALAS François	Anatomie
	CARRAZ Gilbert	Biologie animale et pharmacodynamie
	CAU Gabriel	Médecine légale et Toxicologie
	CAUQUIS Georges	Chimie organique
	CHABAUTY Claude	Mathématiques pures
	CHARACHON Robert	Oto-Rhino-Laryngologie
	CHATEAU Robert	Thérapeutique
	CHENE Marcel	Chimie papetière
	COEUR André	Pharmacie chimique
	CONTAMIN Robert	Clinique gynécologique
	COUDERC Pierre	Anatomie Pathologique
	CRAYA Antoine	Mécanique
Mme	DEBELMAS Anne-Marie	Matière médicale
MM.	DEBELMAS Jacques	Géologie générale
	DEGRANGE Charles	Zoologie
	DESSAUX Georges	Physiologie animale
	DODU Jacques	Mécanique appliquée
	DOLIQUE Jean-Michel	Physique des plasmas
	DREYFUS Bernard	Thermodynamique
	DUCROS Pierre	Cristallographie
	DUGOIS Pierre	Clinique de Dermatologie et Syphiligraphie

MM.	FAU René	Clinique neuro-psychiatrique
	FELICI Noël	Electrostatique
	GAGNAIRE Didier	Chimie physique
	GALLISSOT François	Mathématiques pures
	GALVANI Octave	Mathématiques pures
	GASTINEL Noël	Analyse numérique
	GERBER Robert	Mathématiques pures
	GIRAUD Pierre	Géologie
	KLEIN Joseph	Mathématiques pures
Mme	KOFLER Lucie	Botanique et Physiologie végétale
MM.	KOSZUL Jean-Louis	Mathématiques pures
	KRAVTCHENKO Julien	Mécanique
	KUNTZMANN Jean	Mathématiques Appliquées
	LACAZE Albert	Thermodynamique
	LACHARME Jean	Biologie végétale
	LATREILLE René	Chirurgie générale
	LATURAZE Jean	Biochimie pharmaceutique
	LAURENT Pierre	Mathématiques Appliquées
	LEDRU Jean	Clinique médicale B
	LLIBOUTRY Louis	Géophysique
	LOUP Jean	Géographie
Melle	LUTZ Elisabeth	Mathématiques Pures
MM.	MALGRANGE Bernard	Mathématiques Pures
	MALINAS Yves	Clinique obstétricale
	MARTIN-NOEL Pierre	Seméiologie médicale
	MASSEPORT Jean	Géographie
	MAZARE Yves	Clinique médicale A
	MICHEL Robert	Minéralogie et Pétrographie
	MOURIQUAND Claude	Histologie
	MOUSSA André	Chimie nucléaire
	NEEL Louis	Physique du Solide
	OZENDA Paul	Botanique
	PAUTHENET René	Electrotechnique
	PAYAN Jean-Jacques	Mathématiques Pures
	PEBAY-PEYROULA Jean-Claude	Physique
	PERRET René	Servomécanismes
	PILLET Emile	Physique industrielle
	RASSAT André	Chimie systématique
	RENARD Michel	Thermodynamique
	REULOS René	Physique industrielle
	RINALDI Renaud	Physique
	ROGET Jean	Clinique de pédiatrie et de puériculture
	SANTON Lucien	Mécanique
	SEIGNEURIN Raymond	Microbiologie et Hygiène
	SENGEL Philippe	Zoologie
	SILBERT Robert	Mécanique des fluides
	SOUTIF Michel	Physique générale
	TANCHE Maurice	Physiologie
	TRAYNARD Philippe	Chimie générale
	VAILLAND François	Zoologie
	VALENTIN Jacques	Physique nucléaire
	VAUQUOIS Bernard	Calcul électronique
Mme	VERAIN Alice	Pharmacie galénique
M.	VERAIN André	Physique
Mme	VEYRET Germaine	Géographie
MM.	VEYRET Paul	Géographie
	VIGNAIS Pierre	Biochimie médicale
	YOCCOZ Jean	Physique nucléaire théorique

PROFESSEURS ASSOCIES :

MM.	BULLEMER Bernhard	Physique
	HAND JUN-ICHI	Mathématiques Pures
	STEPHENS Michaël	Mathématiques Pures

PROFESSEURS SANS CHAIRE :

M.	BEAUDOING André	Pédiatrie
Mme	BERTRANDIAS Françoise	Mathématiques Pures
MM.	BERTRANDIAS Jean-Paul	Mathématiques appliquées
	BIAREZ Jean-Pierre	Mécanique
	BONNETAIN Lucien	Chimie minérale
Mme	BONNIER Jane	Chimie générale
MM.	CARLIER Georges	Biologie végétale
	COHEN Joseph	Electrotechnique
	COUMES André	Radioélectricité
	DEPASSEL Roger	Mécanique des fluides
	DEPORTES Charles	Chimie minérale
	DESRE Pierre	Métallurgie
	GAUTHIER Yves	Sciences biologiques
	GEINDRE Michel	Electroradiologie
	GERMAIN Jean-Pierre	Mécanique
	GIDON Paul	Géologie et Minéralogie
	GLENAT René	Chimie organique
	HACQUES Gérard	Calcul numérique
	JANIN Bernard	Géographie
Mme	KAHANE Josette	Physique
MM.	MULLER Jean-Michel	Thérapeutique
	PERRIAUX Jean-Jacques	Géologie et minéralogie
	POLOUJADOFF Michel	Electrotechnique
	REBECQ Jacques	Biologie (CUS)
	REVOL Michel	Urologie
	REYMOND Jean-Charles	Chirurgie générale
	ROBERT André	Chimie papetière
	SARRAZIN Roger	Anatomie et Chirurgie
	SARROT-REYNAULD Jean	Géologie
	SIBILLE Robert	Construction Mécanique
	SIROT Louis	Chirurgie générale
Mme	SOUTIF Jeanne	Physique générale

MAITRES DE CONFERENCES ET MAITRES DE CONFERENCES AGREGES :

Melles	AGNIUS-DELORD Claudine	Physique pharmaceutique
	ALARY Josette	Chimie analytique
MM.	AMBLARD Pierre	Dermatologie
	AMBROISE-THOMAS Pierre	Parasitologie
	ARMAND Yves	Chimie
	BEGUIN Claude	Chimie organique
	BELORIZKY Elie	Physique
	BENZAKEN Claude	Mathématiques Appliquées
	BILLET Jean	Géographie
	BLIMAN Samuel	Electronique (EIE)
	BLOCH Daniel	Electrotechnique
Mme	BOUCHE Liane	Mathématiques (CUS)
MM.	BOUCHET Yves	Anatomie
	BOUSSARD Jean-Claude	Mathématiques Appliquées
	BOUVARD Maurice	Mécanique des Fluides
	BRIERE Georges	Physique Expérimentale
	BRODEAU François	Mathématiques (IUT B)
	BRUGEL Lucien	Energétique
	BUISSON Roger	Physique
	BUTEL Jean	Orthopédie

MM.	CHAMBAZ Edmond	Biochimie médicale
	CHAMPETIER Jean	Anatomie et organogénèse
	CHIAVERINA Jean	Biologie appliquée (EFP)
	CHIBON Pierre	Biologie animale
	COHEN-ADDAD Jean-Pierre	Spectrométrie physique
	COLOMB Maurice	Biochimie médicale
	CONTE René	Physique
	CROUZET Guy	Radiologie
	DURAND Francis	Métallurgie
	DUSSAUD René	Mathématiques (CUS)
Mme	ETERRADOSSI Jacqueline	Physiologie
MM.	FAURE Jacques	Médecine légale
	GAVEND Michel	Pharmacologie
	GENSAC Pierre	Botanique
	GIDON Maurice	Géologie
	GRIFFITHS Michael	Mathématiques Appliquées
	GROULADE Joseph	Biochimie médicale
	HOLLARD Daniel	Hématologie
	HUGONOT Robert	Hygiène et Médecine préventive
	IDELMAN Simon	Physiologie animale
	IVANES Marcel	Electricité
	JALBERT Pierre	Histologie
	JOLY Jean-René	Mathématiques Pures
	JOUBERT Jean-Claude	Physique du Solide
	JULLIEN Pierre	Mathématiques Pures
	KAHANE André	Physique générale
	KUHN Gérard	Physique
Mme	LAJZEROWICZ Jeannine	Physique
MM.	LAJZEROWICZ Joseph	Physique
	LANCIA Roland	Physique atomique
	LE JUNTER Noël	Electronique
	LEROY Philippe	Mathématiques
	LOISEAUX Jean-Marie	Physique nucléaire
	LONGEQUEUE Jean-Pierre	Physique nucléaire
	LUU DUC Cuong	Chimie organique
	MACHE Régis	Physiologie végétale
	MAGNIN Robert	Hygiène et Médecine préventive
	MARECHAL Jean	Mécanique
	MARTIN-BOUYER Michel	Chimie (CUS)
	MAYNARD Roger	Physique du Solide
	MITCHOULIER Jean	Physique (IUT A)
	MICOUD Max	Maladie infectieuses
	MOREAU René	Hydraulique (INP)
	NEGRE Robert	Mécanique
	PARAMELLE Bernard	Pneumologie
	PECCOUD François	Analyse (IUT B)
	PEFFEN René	Métallurgie
	PELMONT Jean	Physiologie animale
	PERRET Jean	Neurologie
	PERRIN Louis	Pathologie expérimentale
	PFISTER Jean-Claude	Physique du Solide
	PHELIP Xavier	Rhumatologie
Melle	PIERY Yvette	Biologie animale
MM.	RACHAIL Michel	Médecine interne
	RACINET Claude	Gynécologie et obstétrique
	RICHARD Lucien	Botanique
Mme	RINAUDO Marguerite	Chimie macromoléculaire
MM.	ROMIER Guy	Mathématiques (IUT B)
	ROUGEMONT (DE) Jacques	Neuro-chirurgie
	SHAN Jean-Claude	Chimie générale
	STIEGLITZ Paul	Anesthésiologie
	STOEBNER Pierre	Anatomie pathologique

MM.	VAN CUTSEM Bernard	Mathématiques Appliquées
	VEILLON Gérard	Mathématiques Appliquées (INP)
	VIALON Pierre	Géologie
	VOOG Robert	Médecine interne
	VROUSSOS Constantin	Radiologie
	ZADWORNY François	Electronique

MAITRES DE CONFERENCES ASSOCIES :

MM.	BOUDOURIS Georges	Radioélectricité
	CHEEKE John	Thermodynamique
	GOLDSCHMIDT Hubert	Mathématiques
	SIDNEY STUARD	Mathématiques Pures
	YACOUD Mahmoud	Médecine légale

CHARGES DE FONCTIONS DE MAITRES DE CONFERENCES :

Mme	BERIEL Hélène	Physiologie
Mme	RENAUDET Jacqueline	Microbiologie

Cette étude a été effectuée au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble dans le Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Informatique.

Je prie Monsieur le Professeur COUMES, qui a dirigé ce travail, d'agréer mes remerciements pour l'honneur qu'il me fait en présidant le Jury de cette thèse.

Que Monsieur le Professeur POLOUJADOFF, qui a bien voulu faire partie du Jury, trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Monsieur RANDET n'a cessé de me prodiguer conseils et encouragements; qu'il accepte, avec tout le Laboratoire d'Electronique Physique Appliquée, mes plus vifs remerciements.

Je tiens enfin à remercier particulièrement Monsieur AUGIER pour sa précieuse collaboration en matière d'analyse numérique et de programmation, et pour les excellentes remarques qu'il formula si volontiers envers ce travail.

RECHERCHE D'UNE UTILISATION OPTIMALE DU MATERIAU MAGNETIQUE DANS LES MEMOIRES A FILS

Pages

INTRODUCTION 5

I. GENERALITES SUR LES MEMOIRES A FILS 7

- I.1. Principe des mémoires à fils
- I.2. Les fils magnétiques
- I.3. Organisation $2\frac{1}{2}$ D dans les mémoires à fils

2. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT EN LECTURE 21

- 2.1. Problèmes liés à la lecture
- 2.2. Etude de la répartition du champ et de l'aimantation
- 2.3. Flux recueilli et signal de lecture
- 2.4. Programmes de simulation
- 2.5. Optimalisation d'une structure

3. ETUDE DE DIVERSES STRUCTURES 35

- 3.1. Appareillage de test
- 3.2. Etude d'une structure standard
- 3.3. Structures à haute densité
- 3.4. Perspectives des fils de petit diamètre

4. PROCEDES D'ECRITURE 69

- 4.1. Procédé élémentaire d'écriture
- 4.2. L'écriture en mode double-phase
- 4.3. L'écriture conditionnelle
- 4.4. Comparaison des divers procédés

5. SELECTION $2\frac{1}{2}$ D 85

- 5.1. Problèmes liés au mutiplexage
- 5.2. Configuration à un point par bit
- 5.3. Configuration à deux points par bit

CONCLUSION 93

ANNEXES 95

BIBLIOGRAPHIE. 113

INTRODUCTION.

L'augmentation de la demande de mémoires numériques rapides conduit à l'amélioration des techniques existantes et à des recherches dans de nouvelles voies.

La technique de loin la plus utilisée est celle des mémoires à tores de ferrite, et bénéficie de constantes améliorations :

- diminution de la taille des bores, et par conséquent : courants de commande plus faibles, commutation plus rapide, augmentation de la densité d'informations,
- intégration des circuits électroniques (amplificateurs de lecture, générateurs de courant, ...),
- amélioration des procédés de fabrication (tests, tissage des plans-mémoires).

Les films magnétiques minces ont été proposés comme éléments de mémoire dès 1955. Les avantages annoncés étaient :

- rapidité de commutation de l'élément magnétique (environ 20 fois plus rapide que les tores de ferrite),
- bonne tenue en température (le point de Curie est supérieur à 400 °C),
- fabrication collective des points-mémoires [1] [3].

Les études entreprises sur les films magnétiques ont débouché sur les mémoires à fils. Ces mémoires sont utilisées comme mémoires centrales d'ordinateurs par quelques constructeurs (UNIVAC, ICL, des constructeurs japonais). Toutefois, elles n'ont pas réussi à s'imposer dans cette catégorie, où les mémoires à semi-conducteurs sont de plus en plus employées.

Les mémoires à fils ont trouvé des débouchés plus spécifiques dans les cas où les caractéristiques suivantes sont recherchées :

- non-volatilité de l'information et lecture non-destructive,
- rapidité,
- faible consommation,
- résistance aux radiations.

Après avoir décrit les phénomènes magnétiques intervenant dans les mémoires à fils, nous nous apercevrons que le fait d'utiliser un matériau continu comme support de l'information pose de nombreux problèmes.

Le procédé de lecture lui-même n'agit pas sur une zone parfaitement délimitée du fil magnétique. C'est en vue d'augmenter la densité d'informations enregistrées le long du fil ou tout simplement pour utiliser au mieux le fil magnétique, que nous avons entrepris l'étude détaillée du procédé de lecture. Des calculs de champ magnétique nous ont conduits à l'aimantation puis au flux et au signal de lecture. Finalement des programmes de simulation ont été mis au point et ont permis de prévoir avec succès de nouvelles structures.

Une problème analogue de localisation se pose en ce qui concerne l'écriture, mais avec un inconvénient supplémentaire : des phénomènes cumulatifs jouent ici un rôle important, et c'est sous cet aspect que nous avons étudié divers procédés d'écriture.

1. GENERALITES SUR LES MEMOIRES A FILS

1.1. Principe des mémoires à fils magnétiques [2] .

1.1.a. Constitution du point-mémoire.

Les fils magnétiques sont des fils de cuivre-béryllium (diamètre : 50 à 200 µm) sur lesquels est déposée par électrolyse une couche mince (0,5 µm) de permalloy. Cet alliage fer-nickel est magnétiquement anisotrope : un courant appliqué dans le fil pendant l'électrolyse crée une direction de facile aimantation circonférentielle, c'est-à-dire que l'aimantation est soumise à une force de rappel qui tend à l'orienter circonférentiellement.

L'information enregistrée en un point est représentée par le sens de l'aimantation.

Un point-mémoire est constitué par le croisement d'un fil magnétique (fil digit) avec un ou plusieurs conducteurs de mot. Ce conducteur peut éventuellement faire plusieurs tours autour du fil digit au voisinage du même point-mémoire (cf. figure 1.1.01).

1.1.b. Fonctionnement en lecture.

En lecture, le conducteur de mot seul est parcouru par un courant. Celui-ci produit un champ longitudinal par rapport au fil magnétique. Le vecteur aimantation a tendance à s'aligner avec ce champ. La variation de flux au moment où l'aimantation tourne, induit alors dans le fil digit un signal dont la polarité dépend de l'orientation initiale de l'aimantation (cf. figure 1.1.02).

Ainsi le signal de lecture apparait au moment du front de montée du courant de mot. Il apparait également un signal au moment du front de descente.

Dans les mémoires à lecture destructive (D.R.O.), l'aimantation revient dans une position indéterminée lors de la suppression du courant de mot. Dans les mémoires à lecture non-destructive (N.D.R.O.) , l'aimantation revient dans sa position initiale.

1.1.c. Fonctionnement en écriture.

L'écriture consiste à envoyer simultanément un courant de mot et un courant de digit de façon à dépasser localement le champ critique et faire ainsi basculer l'aimantation sur une zone déterminée du fil magnétique. C'est la polarité du courant de digit qui détermine l'orientation de l'aimantation, donc l'information inscrite.

Le courant de digit a une valeur telle que seul, il ne produit pas de basculement de l'aimantation. D'autre part, il est apparu que le courant de digit devait être en retard sur le courant de mot pour être efficace (cf. figure 1.1.03).

1.2. Les fils magnétiques.

1.2.a. Fabrication des fils magnétiques [5], [6].

La procédure de fabrication des fils magnétiques est schématisée sur la figure 1.2.01. Le support initial est un fil de cuivre-béryllium. Ce matériau a été choisi car il est non magnétique et il a de bonnes caractéristiques mécaniques.

Le fil subit un nettoyage électrochimique et un dépôt de cuivre. L'épaisseur de ce dépôt joue un rôle essentiel sur la résistance électrique du fil magnétique, et l'état de surface un rôle essentiel sur les caractéristiques magnétiques.

Ensuite, le dépôt électrolytique de fer-nickel doit être fait dans des conditions de concentration, température, pH et densité de courant soigneusement ajustées de façon à ce que la composition finale du dépôt corresponde au minimum de magnétostriction (cf. figure 1.2.02). Simultanément un courant d'orientation est appliqué dans le fil.

Un recuit, également avec un courant d'orientation, vers 300 °C et sous atmosphère neutre stabilise les caractéristiques du fil.

Le banc de fabrication se termine par un appareillage de test et de découpe automatique.

1.2.b. Théorie élémentaire des couches magnétiques minces [7], [8], [9].

Les matériaux ferromagnétiques sont constitués d'un grand nombre de domaines à l'intérieur desquels les moments magnétiques des atomes sont parallèles et de même sens (WEISS, 1907). Les couches minces se différencient essentiellement des matériaux massifs par une anisotropie de forme : l'aimantation est contrainte à rester dans le plan de la couche.

Lorsqu'une couche de fer-nickel est déposée en présence d'un champ magnétique, il apparait une direction de facile aimantation. L'anisotropie uniaxiale ainsi créée peut se définir par une énergie :

$$E_a = K_a \sin^2 \theta$$

θ : angle de l'aimantation avec la direction facile.

Dans le cas d'une particule monodomaine, l'énergie totale s'exprime ainsi :

$$E = E_a + E_s$$

$$E_s = - M H \cos (\theta - \varphi)$$

E_s : énergie magnétostatique

M : aimantation à saturation

φ : angle du champ appliqué H avec la direction facile (cf. figure 1.2.03).

Ainsi :

$$E = K_a \sin^2 \theta - M H \cos (\theta - \varphi)$$

La position d'équilibre de l'aimantation correspond au minimum d'énergie $[\partial E / \partial \theta = 0]$ et le champ critique de basculement de l'aimantation correspond à $[\partial^2 E / \partial \theta^2 = 0]$.

$$\frac{\partial E}{\partial \theta} = 2 K_a \sin \theta \cos \theta + M H \sin \theta \cos \varphi - M H \sin \varphi \cos \theta = 0$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial \theta^2} = 2 K_a (\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) + M H (\cos \theta \cos \varphi + \sin \theta \sin \varphi) = 0$$

Posons :

$$H_k = \frac{2 K_a}{M} \quad \text{(champ d'anisotropie)}$$

et

$$\begin{cases} H_x = H \cos \varphi & H_y = H \sin \varphi \\ M_x = M \cos \theta & M_y = M \sin \theta \end{cases}$$

La solution est alors :

$$\begin{cases} H_x = - H_k \cos^3 \theta \\ H_y = H_k \sin^3 \theta \end{cases}$$

Dans le plan $(H_x ; H_y)$ la courbe critique est donc une astroïde (cf. figure 1.2.03) :

$$H_x^{2/3} + H_y^{2/3} = H_k^{2/3}$$

Ainsi les champs critiques dans la direction facile et dans la direction difficile, respectivement H_{cx} et H_{cy} sont égaux à H_k.

Il est également intéressant de tracer les cycles suivants :

$M_y = f(H_y)$ paramètre H_x (cf. figure 1.2.04 et 1.2.05 et Annexe I)

$M_x = f(H_x)$ paramètre H_y

1.2.c. Caractéristiques des fils [10] [11].

Pour des fils de 125 µm de diamètre recevant un dépôt de 4 µm de cuivre, la résistance linéique est de 4 Ω/m. Dans le cas d'une ligne de digit de 2 mètres et d'impédance $Z_c = 50\ \Omega$, la résistance de la ligne, donc l'atténuation du signal ne sera pas trop importante. Par contre, ce ne sera plus le cas avec des fils de petit diamètre (50 à 75 µm) où la résistivité peut atteindre 20 Ω/m.

Le champ d'anisotropie H_k est un paramètre important des fils magnétiques. Il est relativement difficile à mesurer (cf. Annexe II) et se situe entre 300 et 800 A/m.

Pour préciser les caractéristiques magnétiques des fils, nous sommes amenés à tracer la courbe critique (une astroïde en théorie). Dans ce but, nous plaçons le fil dans un élément de plan-mémoire, le champ dans la direction difficile est créé par un courant dans une ligne de mot, et le champ dans la direction facile par un courant dans le fil magnétique.

Pour obtenir un point de la courbe critique, un des courants étant fixé, nous réglons l'autre de façon à être à la limite du basculement de l'aimantation. L'orientation de l'aimantation est détectée en effectuant une lecture, et nous dirons que nous sommes à la limite de basculement lorsque le signal recueilli est nul. En pratique, nous devons considérer deux cas extrêmes. La courbe critique externe est la limite au-delà de laquelle il y a toujours basculement de l'aimantation ; la courbe critique interne est la limite de la zone réversible.

De telles courbes sont représentées sur la figure 1.2.06 (a et b) et les séquences de test sont les suivantes :

Test	Courbe externe			Courbe interne			
	saturation	écriture	lecture	saturation	écriture	perturbation	lecture
I mot	max.	y	nominal	max.	nominal	y	nominal
I digit polarité	max. 0	x 1		max. 0	nominal 1	x 0	
N^bre de coups	1 000	1	1	1 000	1	10^4	1

Les courbes critiques sont relativement pénibles à tracer. Un test plus simple a été imaginé par BELSON et donne directement une courbe sur l'écran d'un oscilloscope (cf. figure 1.2.07). Un courant alternatif (± 100 mA ; 50 Hz) est appliqué dans le fil magnétique. Des impulsions à une fréquence élevée (1 à 5 MHz) sont appliquées à une boucle de mot. Le signal de lecture est envoyé sur l'entrée verticale de l'oscilloscope ; le balayage est proportionnel au courant de digit et illuminé pendant le front de montée du courant de mot de façon à ne faire apparaitre que l'enveloppe des signaux de lecture (cf. figure 1.2.08).

Les perturbations par les mots voisins conditionnent le bon fonctionnement des mémoires à fils. Ainsi, pour mieux caractériser un ensemble < fil magnétique ; structure > , nous considérerons une troisième courbe critique : la limite de perturbation par les mots voisins (cf. figure 1.2.06 c). Cette courbe est tracée avec une séquence analogue à celle de la courbe interne, mais les courants de perturbation sont appliqués sur les mots adjacents comme le montre le tableau ci-dessous :

Test	Limite de perturbation par les mots voisins				
	saturation	écriture	perturbations		lecture
I mot n-1	max	nominal	y		nominal
I mot n	max				
I mot n+1	max			y	
I digit	max	nominal	x	x	
polarité	0		0	0	
N^bre de coups	1 000	1	10^4	10^4	1

1.2.d. Phénomène de lecture non-destructive [12], [13], [14].

Il serait toujours possible d'effectuer la lecture avec un courant de mot réduit de façon à éviter la destruction de l'information, mais il en résulterait les inconvénients suivants:

- signal recueilli très faible,
- courant de mot différent à la lecture et à l'écriture (et par conséquent sélection $2\frac{1}{2}$ D impossible : cf. parag. 1.3).

Ainsi la caractéristique de lecture non-destructive dépend des conditions d'exploitation de la mémoire.

Nous conviendrons de définir le caractère de lecture non-destructive d'après la courbe critique interne : un fil sera dit à lecture non-destructive si la courbe interne ne rejoint l'axe I digit = 0 que pour des valeurs de courant de mot produisant des champs très supérieures à H_k.

Il serait intéressant d'arriver à un modèle mathématique qui donnerait une courbe critique plus proche des courbes réelles (cf. figure 1.2.06) que de l'astroïde (cf. figure 1.2.03) de la théorie élémentaire. Il est commode de définir pour cela un facteur γ :

$$\gamma = \frac{H_{cy}}{H_{cx}}$$

H_{cy} = champ critique dans la direction difficile

H_{cx} = champ critique dans la direction facile.

Un matériau à lecture non-destructive est caractérisé par une valeur de γ supérieure à 1.

Nous pouvons montrer en premier lieu qu'une forme adéquate d'énergie d'anisotropie peut conduire à $\gamma > 1$. En effet, la forme générale de l'énergie d'anisotropie est :

$$E_a = \sum_{n=1}^{\infty} K_n \sin^{2n} \theta$$

dont l'expression $E_a = K_a \sin^2 \theta$ n'est qu'une approximation ; dans ces conditions :

$$\frac{\partial^2 E_a}{\partial \theta^2} = \sum_{n=1}^{\infty} 2n K_n [(2n - 1) \sin^{2n-2} \theta \cos^2 \theta - \sin^{2n} \theta]$$

Dans la direction facile $\varphi = \pi$ et $\theta = 0$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial \theta^2} = 2 K_1 - MH$$

$$H_{cx} = \frac{2 K_1}{M}$$

Dans la direction difficile $\varphi = \theta = \frac{\pi}{2}$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial \theta^2} = - \sum_{n=1}^{\infty} 2n K_n + MH$$

$$H_{cy} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^{\infty} 2n K_n$$

Ainsi : $$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} n K_n}{K_1}$$

Toutes les valeurs de γ sont théoriquement possibles.

Des études ont été entreprises sur des couches magnétiques couplées et de caractéristiques différentes. Un couplage entre des couches à faible H_k et des couches à fort H_k peut ainsi conduire à des valeurs de γ élevées.

Il est aussi possible de faire apparaitre un effet de lecture non-destructive en appliquant la théorie élémentaire à une couche gravée dans la direction facile. La prise en compte dans les calculs, de l'énergie démagnétisante et de l'énergie des champs de fuite conduit à une modification de la courbe critique : certaines parties de la couche sont saturées avant d'autres. Cette explication est séduisante car elle est en accord avec l'expérience, à savoir que le caractère de lecture non-destructive est attribué, directement ou indirectement, à l'état de surface des couches.

1.3. Organisation $2\frac{1}{2}$ D dans les mémoires à fils [15], [16].

Pour des raisons d'économie, les mémoires à fils sont organisées en mots de grande longueur (128 digits par exemple) qu'il faut réduire à une longueur compatible avec l'utilisation (8, 16, 24 ou 32 bits par exemple) en sélectionnant une partie des digits du mot technologique.

Cette sélection peut se faire après les registres d'entrée/sortie de la mémoire : ce procédé est peu économique car il nécessite autant de circuits d'écriture/lecture que de lignes de digit (128 par exemple). L'organisation $2\frac{1}{2}$ D consiste à effectuer une sélection au niveau des lignes de digit ce qui réduit le nombre de circuits d'écriture/lecture au nombre de bits du mot/utilisateur.

Cette dernière solution (cf. figure 1.3.01) n'est possible qu'avec des fils à lecture non-destructive.

Des évaluations économiques précises ont montré l'intérêt de l'organisation $2\frac{1}{2}$ D dans les mémoires à fils, à condition bien sûr que le prix des multiplexeurs ne soit pas trop élevé devant celui des circuits de lecture/écriture.

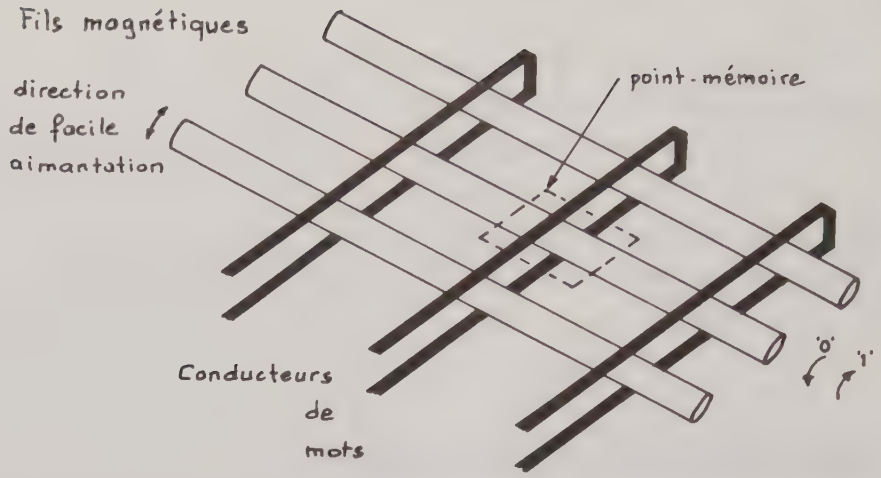


Figure 1.1.01 - STRUCTURE DU POINT-MEMOIRE.

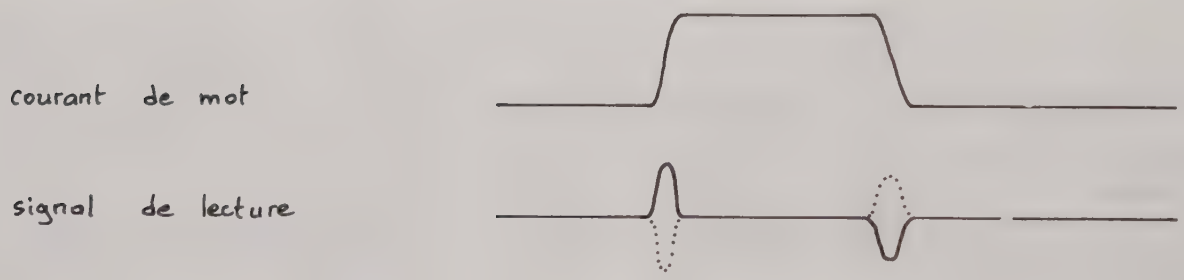


Figure 1.1.02 - FONCTIONNEMENT EN LECTURE

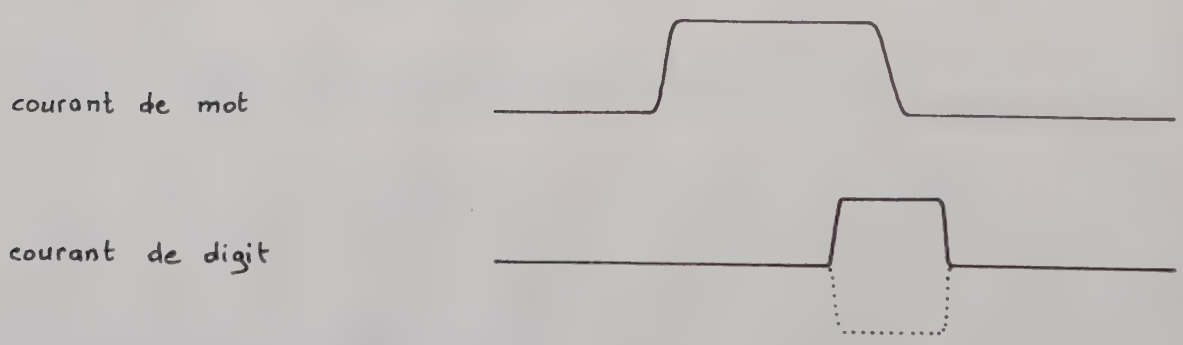
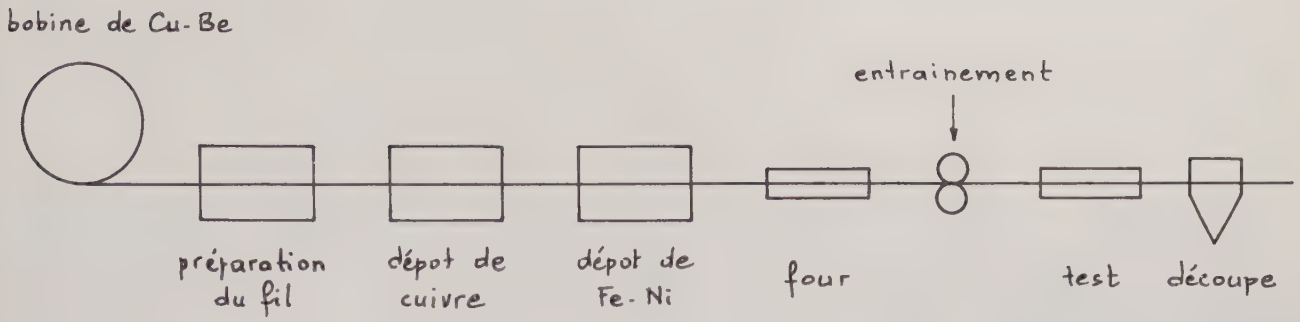


Figure 1.1.03 - FONCTIONNEMENT EN ECRITURE.



Vitesse d'entrainement du fil : 10 à 50 mètres/heure.

Figure 1.2.01 - FABRICATION DU FIL MAGNETIQUE

Ces courbes concernent un monocristal de fer-nickel. Les élongations sont mesurées dans les directions suivantes :

a : [100]
b : [110]
c : [111]

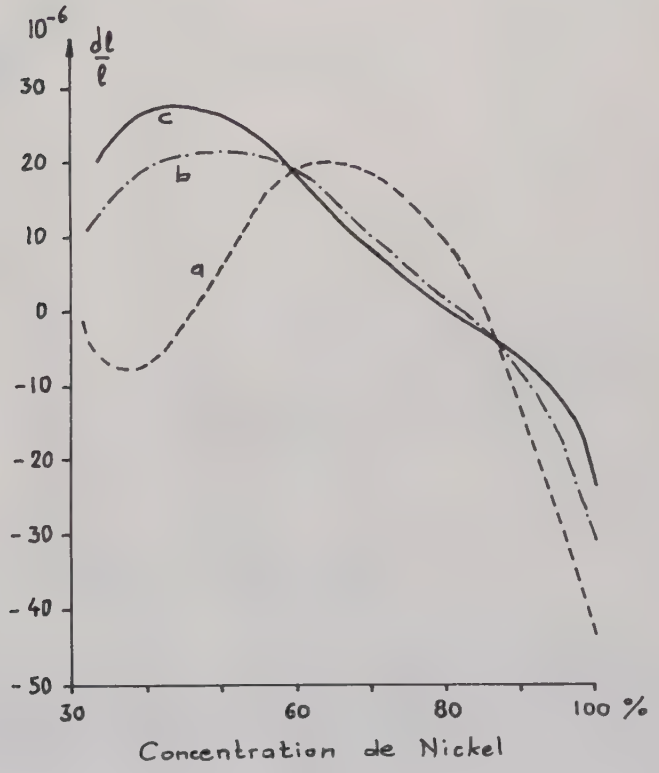
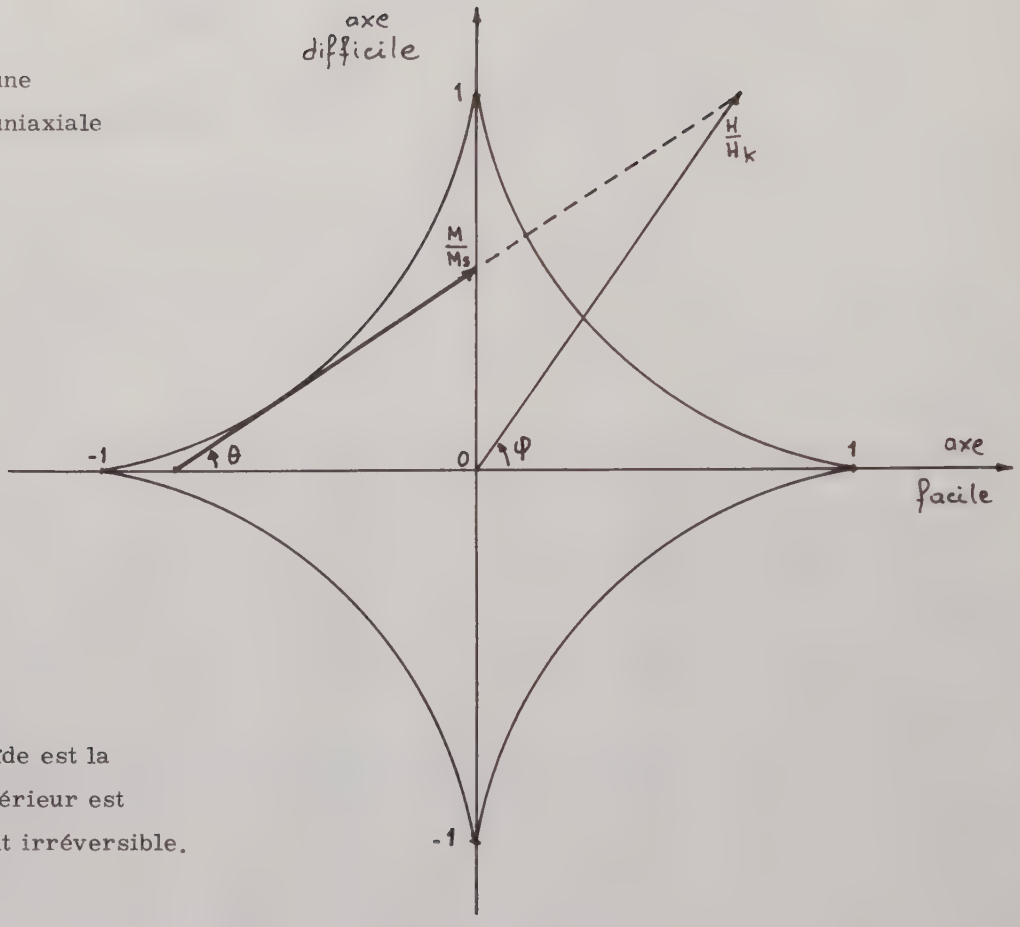


Figure 1.2.02 - MAGNETOSTRICTION DU Fe-Ni.

La courbe critique d'une couche à anisotropie uniaxiale est une astroïde

$$H_x^{\frac{2}{3}} + H_y^{\frac{2}{3}} = H_k^{\frac{2}{3}}$$



L'intérieur de l'astroïde est la zone réversible, l'extérieur est la zone de basculement irréversible.

Figure 1.2.03 - COURBE CRITIQUE THEORIQUE.

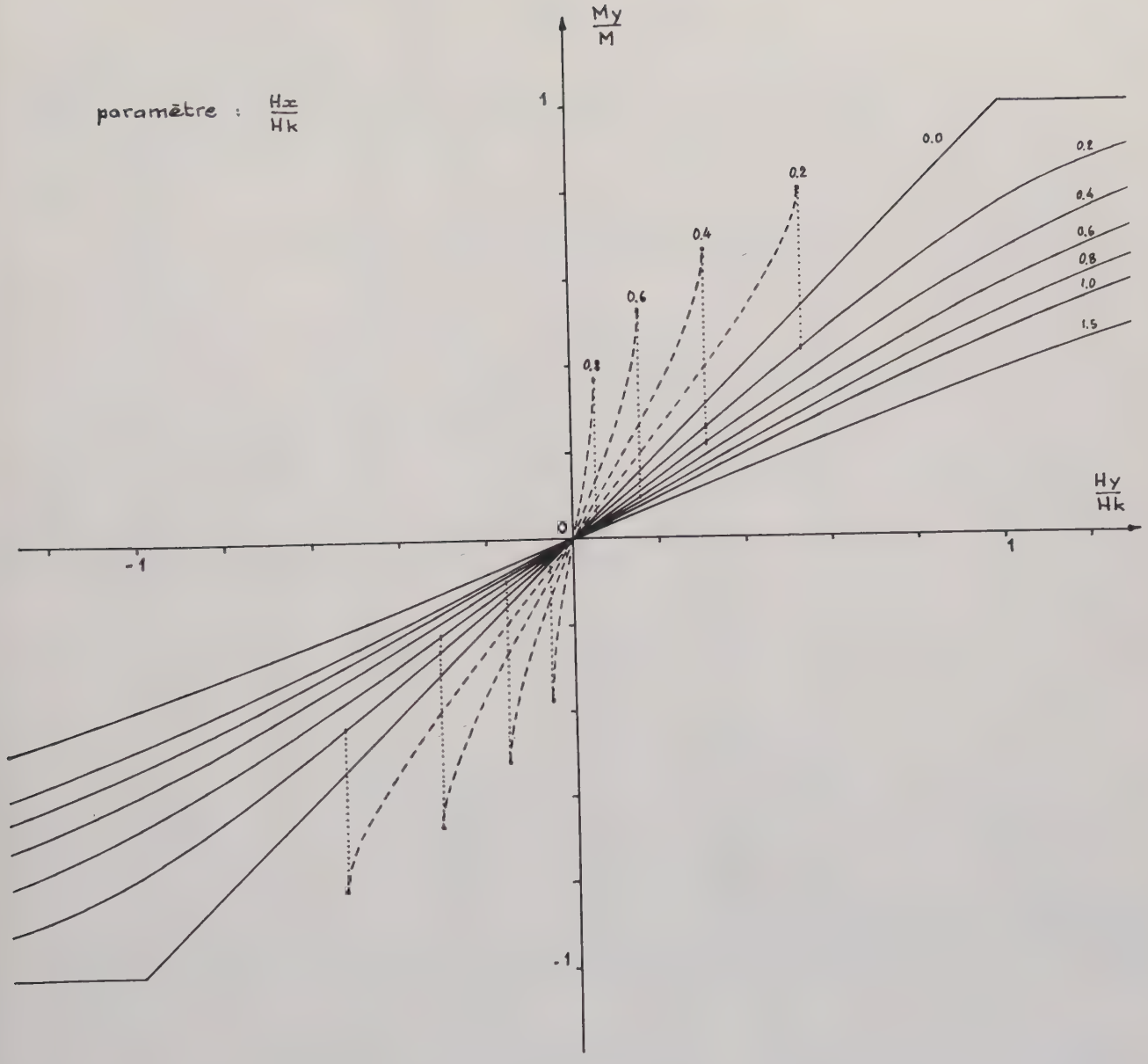


Figure 1.2.04 - COURBE M/H DANS LA DIRECTION DIFFICILE

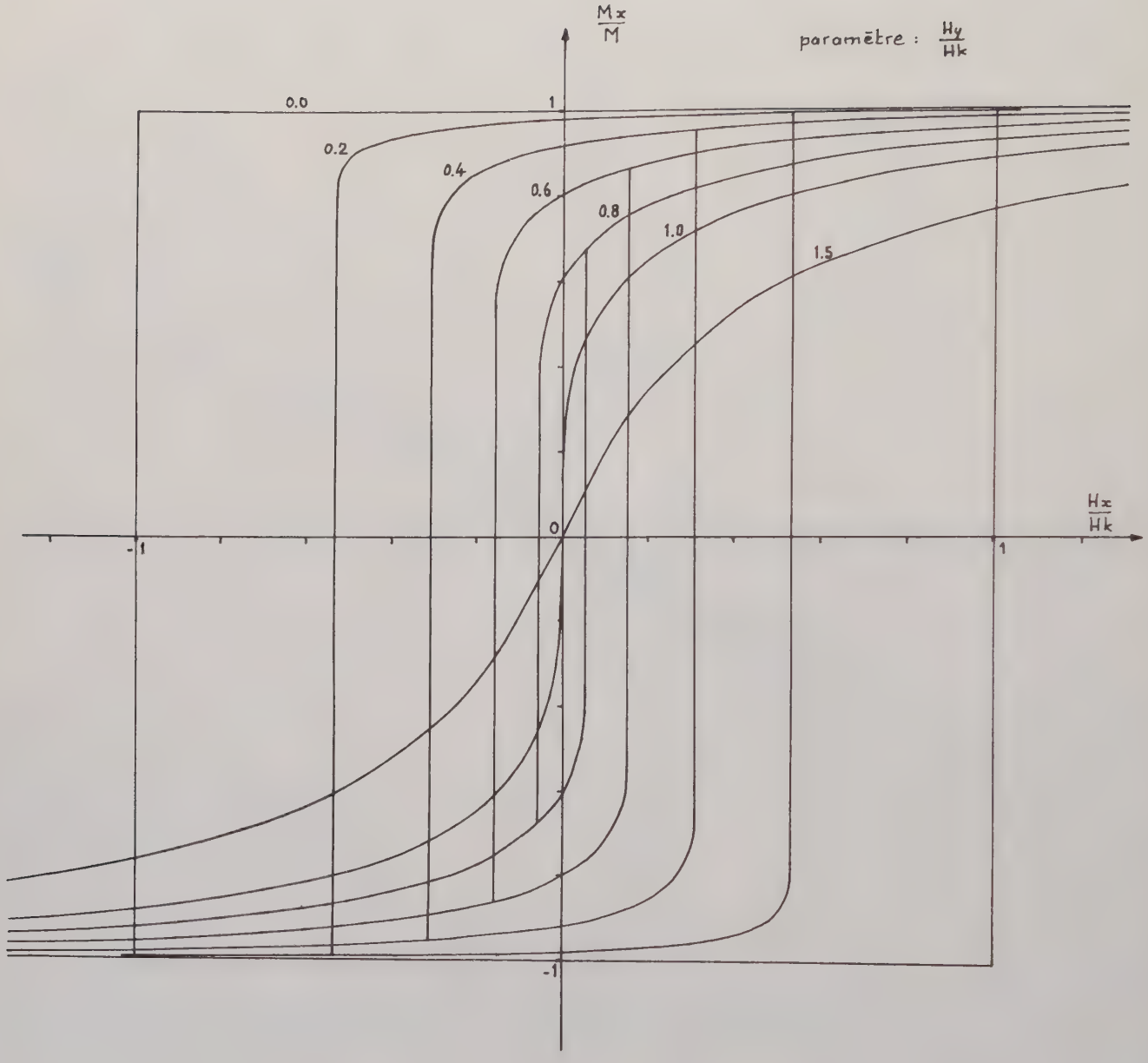


Figure 1.2.05 - COURBES M/H DANS LA DIRECTION FACILE.

a : courbe externe

b : courbe interne

c : limite de perturbation des voisins

Courbes symétriques par rapport à l'axe des ordonnées.

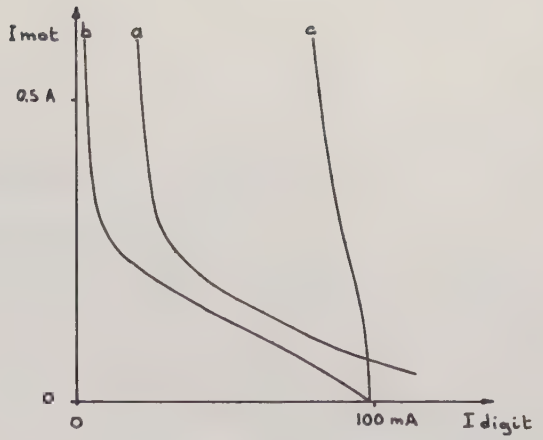


Figure 1.2.06 - COURBES CRITIQUES

Enveloppe des signaux apparaissant sur l'oscilloscope

Courbe symétrique par rapport à l'origine

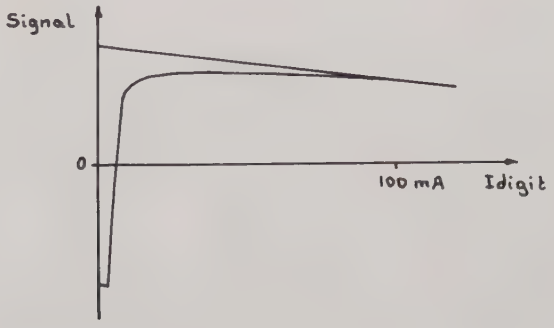


Figure 1.2.07 - CYCLE DE BELSON.

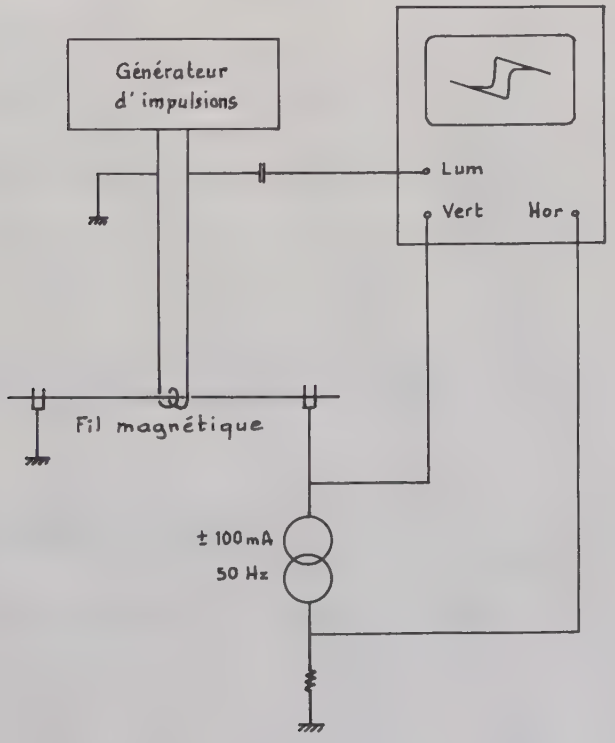


Figure 1.2.08 - TEST DE BELSON.

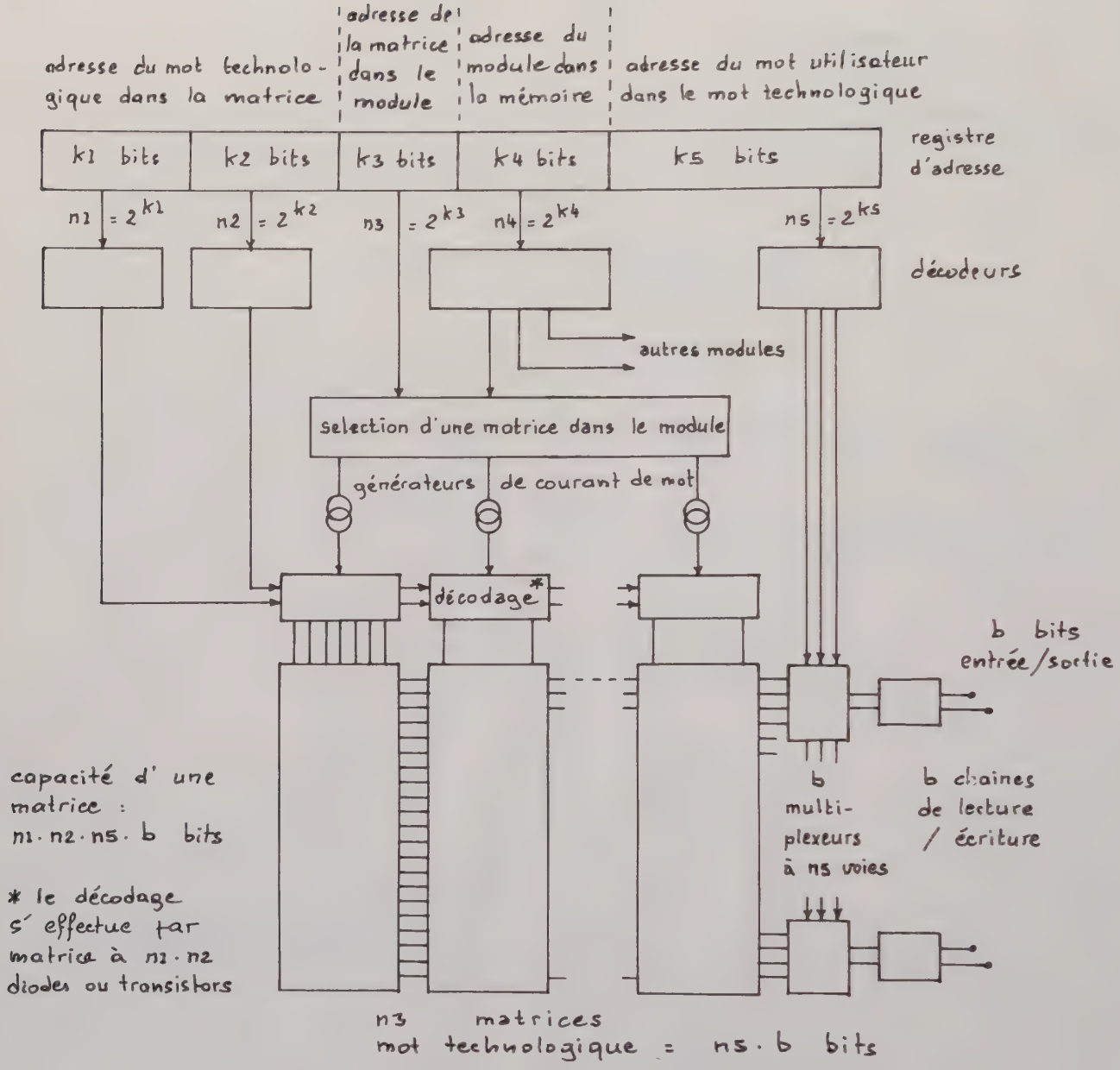


Figure 1.3.01 - ORGANISATION $2\frac{1}{2}$ D DANS LES MEMOIRES A FILS
(lecture non destructive).

2. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT EN LECTURE.

2.1. Problèmes liés à la lecture.

2.1.a. Flux recueilli.

En supposant que l'aimantation est saturée dans la direction difficile exactement sous le point-mémoire lu, et que partout ailleurs l'aimantation est restée dans la direction facile, le flux recueilli est alors :

$$\phi_M = M\, l\, e$$

M : aimantation à saturation

l : longueur du point-mémoire

e : épaisseur du dépôt magnétique.

Le flux ϕ_M est proportionnel à l, donc inversement proportionnel à la densité de la mémoire dans le sens des mots. Par contre le diamètre du fil magnétique n'intervient pas, c'est pourquoi de nombreuses études sont entreprises dans la voie des fils de petit diamètre.

En pratique, la rotation de l'aimantation au voisinage d'un point-mémoire n'est pas parfaite car, d'une part, il est impossible de localiser exactement un champ magnétique, et d'autre part, il apparait un champ démagnétisant longitudinal qui tend à étaler la répartition de l'aimantation.

Il en résulte que le flux recueilli est inférieur à ϕ_M : l'aimantation n'est pas saturée sur toute la longueur du point-mémoire, et les points-mémoires voisins sont partiellement lus.

2.1.b. Signal de lecture.

Le signal de lecture e (t) dépend du flux coupé par le fil de digit, ϕ_c, et peut s'écrire :

$$e(t) = -\frac{\partial \phi_c}{\partial t} = -\frac{\partial \phi_c}{\partial i}\ \frac{\partial i}{\partial t}$$

i = courant de mot.

Le terme $\partial \phi_c / \partial i$ dépend de l'architecture du point-mémoire et le terme $\partial i / \partial t$ dépend du dispositif produisant le courant de mot. Ainsi l'amplitude du signal sera d'autant plus grande que les circuits de courant de mot seront plus rapides. En pratique, le temps de montée du courant de mot est de 10 à 40 ns.

Au signal de lecture e (t) se superposent des signaux parasites. Dans le cas d'une sélection de mot par matrice à diodes, il apparait des courants parasites dans les lignes semi-sélectionnées. Nous avons donc :

e_{co} : parasite dû au couplage capacitif entre la ligne de mot et la ligne de digit.

e_{cs} : parasite dû au couplage capacitif entre la ligne de digit et les lignes de mot semi-sélectionnées.

e_{ms} : signaux parasites de lecture dus aux courants de semi-sélection.

C'est essentiellement pour compenser le parasite e_{co} que l'on utilise un montage différentiel des lignes de digit (systèmes avec lignes de compensation, ou à 2 points-mémoires par bit).

2.1.c. L'amplificateur de lecture.

Le signal de lecture subit une certaine intégration du fait de la résistance des lignes de digit et des caractéristiques d'entrée des amplificateurs de lecture. Il sera donc vain de chercher à augmenter l'amplitude du signal en augmentant le terme $\partial i / \partial t$ au-delà d'une certaine limite (cf. parag. 3.2.a).

Le signal de lecture a une amplitude de 1 à 20 mV, l'amplifier jusqu'à un niveau logique n'est pas simple.

Les amplificateurs à liaison continue sont soumis à la limitation du produit (gain x bande passante), et de plus leur caractéristique de transfert présente une tension de décalage. La sensibilité utilisable est ainsi diminuée du maximum de cette tension de décalage. Or, dans les amplificateurs intégrés, diminuer ce décalage reviendrait à augmenter la surface des transistors, ce qui est incompatible avec une bande passante étendue.

Les amplificateurs à liaison capacitive n'ont pas ce problème de décalage, et de plus peuvent fonctionner avec une tension continue à leurs bornes. Ces amplificateurs sont donc plus avantageux en ce qui concerne la sensibilité, mais la nécessité de décharger les condensateurs de liaison avant chaque lecture limite la fréquence maximale d'utilisation.

2.2. Etude de la répartition du champ et de l'aimantation.

2.2.a. Définition d'une structure.

L'étude de la répartition du champ et de l'aimantation est basée sur une structure définie de la façon suivante :

Le fil magnétique a les caractéristiques idéales de la théorie élémentaire (cf. parag. I.2.b). Il sera défini par les paramètres suivants :

e : épaisseur de fer-nickel,
M : aimantation à saturation,
H_k : champ d'anisotropie du dépôt magnétique,
r : rayon du fil.

Les conducteurs de mot seront définis par leur position par rapport à l'axe du fil magnétique. Ces conducteurs seront filiformes (rayon nul) (cf. figure 2.2.01).

2.2.b. Répartition du champ créé par les conducteurs de mot.

Le champ créé sur le fil à une cote z n'est pas constant sur toute la section de la couche magnétique. Nous supposerons, pour faciliter les calculs, que ce champ est constant et égal au champ créé sur l'axe du fil magnétique. Dans ces conditions, la composante longitudinale du champ qui seule nous intéresse est égale à :

$$H_z(z) = \frac{i.d}{2\pi [\, d^2 + (z - h)^2 \,]}$$

notations : cf. figure 2.2.01.

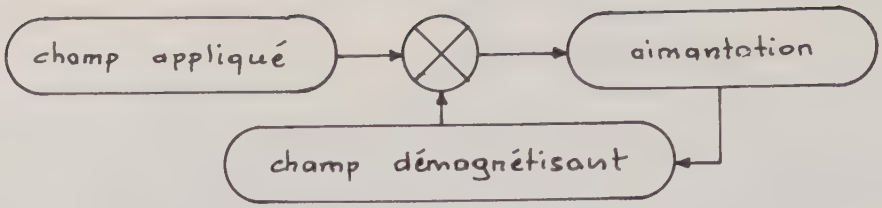
En pratique, pour avoir le champ de mot, il faudra ajouter les composantes H_z créées par tous les fils constituant le conducteur de mot.

2.2.c. Répartition de l'aimantation [17], [18].

Sur les fils magnétiques, le flux est fermé dans la direction facile (circonférentielle). Dans la direction difficile (axe z), ce n'est plus le cas, et si la répartition de l'aimantation n'est pas uniforme , il apparait un champ démagnétisant :

$$\overrightarrow{H_M} = - \frac{1}{4\pi \mu_o} \int \operatorname{div} \overrightarrow{M} \cdot \frac{\overrightarrow{R}}{R^3} \cdot d\,\mathrm{vol}$$

Le problème à résoudre peut se schématiser de la façon suivante :



C'est un problème de déconvolution qui peut se résoudre par une des deux méthodes suivantes :

- analyse point par point (inversion de matrice)
- analyse harmonique (transformation de Fourier) [17].

Nous avons adopté la deuxième méthode. Pour cela, nous considérons une structure périodique de période λ et symétrique par rapport au plan z = 0. Le champ appliqué peut alors s'écrire :

$$H_z(z) = H_o \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos \frac{2\pi n z}{\lambda}$$

De même l'aimantation s'écrit :

$$M_z(z) = M \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cos \frac{2\pi n z}{\lambda}$$

Le calcul du champ démagnétisant conduit à :

$$H_{Mz}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n b_n \cos \frac{2\pi n z}{\lambda} \qquad \text{(cf. Annexe III)}$$

avec $$\alpha_n = \frac{Me}{\mu_o r} \left(\frac{2\pi n r}{\lambda}\right)^2 . I_o\left(\frac{2\pi n r}{\lambda}\right) . K_o\left(\frac{2\pi n r}{\lambda}\right)$$

La relation entre le champ et l'aimantation s'écrit :

$$\frac{M_z}{M} = \frac{H_z - H_{Mz}}{H_k} \qquad \text{(cf. parag. 1.2.b).}$$

d'où $$b_n = \frac{H_o a_n}{H_k + \alpha_n}$$

soit finalement :

$$M_z(z) = M H_o \sum_{n=0}^{\infty} \frac{a_n}{H_k + \alpha_n} \cos\left(\frac{2\pi n z}{\lambda}\right)$$

Ce calcul n'est valable qu'en-deçà de la saturation de la couche magnétique ($|M_z(z)| < M$ quel que soit z). En pratique le courant de mot est tel que le film est largement saturé. Dans ces conditions, le calcul de la répartition de l'aimantation est beaucoup plus compliqué. En effet, la saturation correspondant à une non-linéarité (cf. figure 1.2.04) , le calcul par décomposition en série de Fourier devient impossible.

Pour poursuivre les calculs nous ferons l'approximation suivante :

- calcul de la répartition tel qu'il est décrit précédemment,
- écrétage : si $|M_z(z)| > M$ nous posons $M_z(z) = \pm M$

2.2.d. Exemple.

La figure 2.2.02 représente un exemple de répartition de champ et de l'aimantation. Le calcul a été fait avec les éléments suivants :

- $\lambda = 10$ mm,
- incrément $\delta_z = 0,025$ mm ($= \lambda/400$),
- décomposition en série de Fourier avec 50 harmoniques.

La courbe de champ représentée est en fait la courbe recomposée d'après les coefficients de Fourier de la répartition initiale. L'effet d'étalement de l'aimantation par rapport au champ appliqué est dû au champ démagnétisant.

La quantité I_s représente le courant de mot au-dessus duquel apparait une saturation du dépôt magnétique.

2.3. Flux recueilli et signal de lecture.

2.3.a. Expressions analytiques.

Nous désignerons, comme dans le paragraphe précédent, par M_z l'aimantation longitudinale (direction difficile). Nous appellerons M_c l'aimantation circonférentielle (direction facile).

Le flux coupé par l'âme du fil magnétique est :

$$\varphi_c = \int_z e \cdot M_c(z) \cdot dz$$

e : épaisseur de fer-nickel.

Le signal induit est alors :

$$e(t) = - \frac{\partial \varphi_c}{\partial t}$$

Ce signal est shunté par le dépôt magnétique lui-même. En comparant la résistance du dépôt à celle de l'âme (rapport de l'ordre de 50) et en remarquant que sur le dépôt lui-même est induit un signal moitié, nous constatons finalement que la perte de signal est de l'ordre de 1 pour cent et nous la négligerons.

L'aimantation s'écrit :

$$M_c(z) = \varepsilon(z) \cdot \sqrt{M^2 - M_z^2(z)} \qquad \text{avec } \varepsilon = \pm 1$$

Le signe de ε dépend de l'orientation initiale de l'aimantation, donc de l'information enregistrée. Nous supposerons que sur un fil saturé en '0' est inscrite une zone '1' de largeur 2 p. Les cotes $z = \pm p$ sont les positions des parois du domaine inscrit :

$$\varepsilon(z) = +1 \qquad \text{pour } |z| < p$$

$$\varepsilon(z) = -1 \qquad \text{pour } |z| > p$$

En notant la symétrie du système par rapport à z = 0, le flux s'écrit :

$$\varphi_c = 2e \left[\int_o^p \sqrt{M^2 - M_z^2}\, dz - \int_p^{+\infty} \sqrt{M^2 - M_z^2}\, dz \right] + \text{constante}$$

La répartition de l'aimantation dépend du courant de mot i. Le flux s'exprime donc en fonction des variables p et i. La constante d'intégration est définie en remarquant que le flux qui nous intéresse est la variation de flux de i = 0 à i = I ; ainsi :

$$\varphi_c(p, I) = 2e \left[\int_o^p (M - \sqrt{M^2 - M_z^2})\, dz - \int_p^{+\infty} (M - \sqrt{M^2 - M_z^2})\, dz \right]$$

Dans le calcul de la répartition de l'aimantation nous avons supposé que la structure est périodique de période λ . Nous ne nous intéressons qu'à un point-mémoire, ainsi nous intégrerons tout au plus sur une période, c'est-à-dire de $z = -\lambda/2$ à $z = \lambda/2$.

L'approximation périodique introduit une erreur sensible au voisinage de $z = \pm \lambda/2$, nous n'intégrerons que de $z = -\lambda/4$ à $z = +\lambda/4$. En fait les limites d'intégration ne sont pas critiques : si M_z est petit devant M, ce qui est le cas loin du centre du point-mémoire, le terme à intégrer est équivalent à :

$$M - \sqrt{M^2 - M_z^2} \simeq \frac{H}{2} \left(\frac{M_z}{M} \right)^2$$

Le champ appliqué H_z varie sensiblement comme $1/z^2$, donc M_z aussi. Le terme à intégrer est un terme en $1/z^4$ et il devient rapidement négligeable. Nous écrivons alors :

$$\varphi_c (p, I) = 2 e \left[\int_o^p (M - \sqrt{M^2 - M_z^2})\, dz - \int_p^{\frac{\lambda}{4}} (M - \sqrt{M^2 - M_z^2})\, dz \right]$$

2.3.b. Calcul du flux.

La courbe de répartition de l'aimantation est fort intéressante et nous devrons nous efforcer de la rendre aussi rectangulaire que possible. Mais en pratique, cette courbe donne peu d'information sur l'énergie que devra détecter l'amplificateur de lecture et sur l'influence des conditions d'utilisation.

Le flux φ_c (p, I) calculé à partir de la répartition de l'aimantation peut nous donner de nombreux renseignements.

Traçons par exemple un réseau de courbes φ_c (I) pour différentes valeurs de p (cf. figure 2.3.01). Sur un tel réseau, l'influence de la largeur du domaine lu (2 p) apparait de manière évidente. Nous pouvons aussi constater qu'à une largeur donnée peut correspondre un courant de mot donnant le flux maximum. Ainsi, sur la figure 2.3.02, nous avons tracé le courant optimum et le flux maximum en fonction de p.

2.3.c. Signal de lecture.

Le signal de lecture s'obtient à partir du flux et du courant de mot i (t):

$$e (t) = - \frac{\partial \varphi}{\partial t} = - \frac{\partial \varphi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt}$$

Nous utiliserons un modèle de courant de mot défini par une montée linéaire (temps de montée : T_r) et par deux arcs de parabole (cf. figure 2.3.03):

$$\frac{i}{I} = 0 \qquad \text{pour} \qquad t < \frac{T_r}{4}$$

$$= 0,1 \left(\frac{4t}{T_r} - 1\right)^2 \qquad \frac{T_r}{4} < t < \frac{T_r}{2}$$

$$= 0,8 \left(\frac{t}{T_r} - 0,5\right) + 0,1 \qquad \frac{T_r}{2} < t < \frac{3 T_r}{2}$$

$$= 1 - 0,1 \left(\frac{4t}{T_r} - 7\right)^2 \qquad \frac{3 T_r}{2} < t < \frac{7 T_r}{4}$$

$$= 1 \qquad \frac{7 T_r}{4} < t$$

Pour simuler les pertes dans la ligne de digit, nous ferons passer le signal dans un filtre de transmittance :

$$\tau = \frac{1}{\prod_i (p + 2\pi F_i)}$$ pôles réels correspondant à des fréquences F_i

La figure 2.3.04 représente un exemple de simulation du signal pour 4 positions de paroi et un filtrage défini par :

$$F_i = 60 \text{ MHz } (i = 1 \text{ à } 4)$$

Cet exemple montre comment se dégrade le signal (par le front arrière) ce qui correspond bien aux phénomènes observés.

2.4. Programmes de simulation.

2.4.a. Répartition du champ, de l'aimantation et calcul du flux.

Les données relatives au fil magnétique et utilisées dans les programmes sont celles qui ont été définies au paragraphe 2.2.a :

e : épaisseur de fer-nickel
H_k : champ d'anisotropie
M : aimantation à saturation
r : rayon du fil.

Les données relatives à la structure concernent la disposition des conducteurs de mot (cf. figure 2.2.01). Nous considérerons des conducteurs qui font un tour complet autour de la nappe des fils magnétiques, et qui sont tous à une même distance d des fils magnétiques (d : entre-axe mot-digit).

Dans une première version du programme, les boucles de mot sont divisées en 2 familles : les boucles primaires et les boucles secondaires. Chaque famille est constituée de boucles connectées en série, régulièrement espacées et disposées symétriquement par rapport au plan z = 0. Le courant dans les boucles primaires sera considéré comme courant de mot, et le courant secondaire sera lié au courant primaire par un coefficient.

Dans une deuxième version, les boucles sont organisées en bandes (strip) connectées en série ou en parallèle. Chaque bande est formée de boucles régulièrement espacées et connectées en parallèle. Un conducteur plat sera assimilé à un grand nombre de boucles (20).

Le champ créé par une boucle est double de celui calculé pour un conducteur unique (cf. 2.2.c) :

$$H_z(z) = \frac{i\,d}{\pi [d^2 + (z - h)^2]}$$

Le champ et l'aimantation sont calculés en 200 points, de z = 0 à $\lambda/2$, et avec les 50 premiers coefficients de Fourier. Les résultats sont imprimés et tracés de z = 0 à $\lambda/4$.

Les calculs de flux sont faits avec :

I = 0 à 1 ampère	incrément = 5 mA
p = 0 à $\lambda/8$	incrément = $\lambda/400$

L'organisation des données est prévue suffisamment souple pour faciliter l'étude des différents paramètres.

2.4.b. Simulation du signal de lecture.

Le programme de simulation du signal utilise des résultats fournis sous forme de cartes perforées par une version modifiée des programmes précédents (répartition de l'aimantation).

Les données supplémentaires requises par ce programme sont :

I : amplitude du courant de lecture
T_r : temps de montée de ce courant
p : position de la paroi du domaine lu
F_i : 4 fréquences de filtrage.

2.5. Optimalisation d'une structure.

2.5.a. Performances d'une structure.

Avant de définir une procédure d'optimalisation, c'est-à-dire des règles de recherche devant aboutir à la meilleure solution, il convient de définir et d'analyser les performances d'une structure.

La technologie relative aux conducteurs de mot dépend des trois facteurs suivants :

- nombre de boucles par mot,
- pas de mot,
- interconnexions des boucles (soudures).

La répartition de l'aimantation permet de prévoir la sensibilité aux perturbations par les voisins, le pas de mot et les marges de fonctionnement du courant de digit.

Les courbes de flux permettent de préciser le pas de mot, le flux recueilli et le courant de mot à utiliser.

En comparant le flux recueilli φ au flux maximum théorique (cf. parag. 2.1.a), il est possible de définir un rendement :

$$\rho_{\varphi} = \frac{\varphi}{\varphi_M}$$

De même, nous pouvons définir une efficacité du courant de lecture :

$$\nu = \frac{\varphi}{I}$$

L'énergie que doit fournir le générateur de courant de mot est difficile à évaluer. Nous pouvons remarquer que cette énergie dépend des facteurs suivants :

- courant de lecture (I)
- résistance de la ligne de mot
- temps de montée du courant de mot (T_r)

2.5.b. Incompatibilités.

Si la technologie des plans-mémoires apparait comme un facteur essentiel, nous devrons concevoir des plans avec 1 boucle par mot. Dans ces conditions, la répartition de l'aimantation sera médiocre et nous pouvons en déduire que :

- le rendement ρ_{φ} sera faible,
- si le pas de mot est faible il y aura une forte interaction entre les mots voisins.

Nous pouvons également prévoir qu'avec une boucle de mot, le courant de mot à utiliser sera élevé.

Si nous voulons accroître la densité dans le sens des mots, le flux φ_M se trouvera réduit. Pour conserver un niveau de signal convenable il nous faudra chercher à augmenter le rendement ρ_{φ} ce qui est compatible avec une réduction des perturbations. Ces résultats seront obtenus en améliorant la répartition de l'aimantation, c'est-à-dire en multipliant le nombre de boucles par mot. Comme il s'agit en fait de diminuer le pas de mot, nous constatons que la technologie des plans-mémoires sera sérieusement compliquée.

De même, la diminution du courant de mot ne pourra se faire que par une multiplication du nombre de boucles.

2.5.c. Structure optimale.

Dès à présent nous constatons qu'il n'existe pas de structure idéale, mais que suivant les cas telle structure sera adoptée plutôt que telle autre.

Avant toute recherche, il conviendra de définir les caractéristiques recherchées (économiques, techniques). L'optimalisation consistera à comparer diverses évaluations réalisées à partir des diverses simulations.

La recherche sera guidée par les résultats précédents (cf. parag. 2.5.b) et par les résultats expérimentaux déjà acquis (cf. parag. 3.2 et 3.3).

r : rayon du fil magnétique
e : épaisseur de fer-nickel

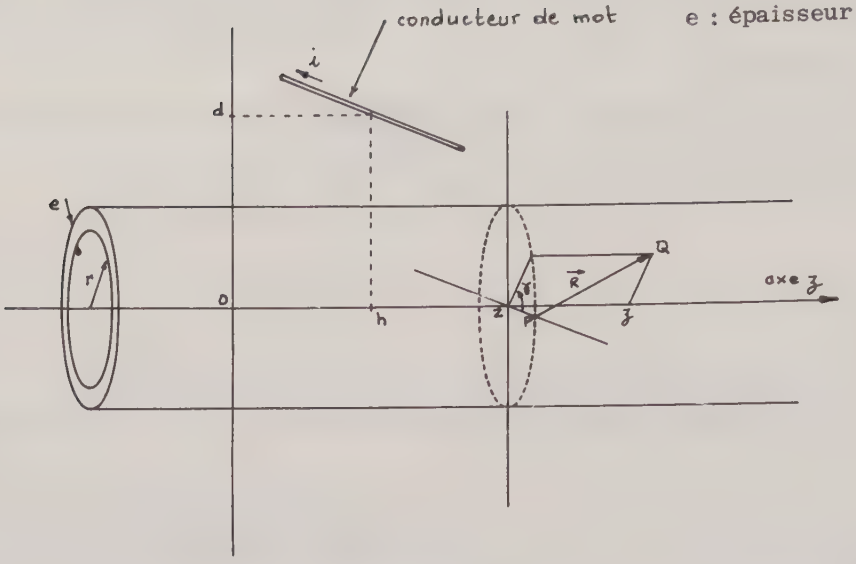


Figure 2.2.01 : ARCHITECTURE DU POINT-MEMOIRE.

Caractéristiques du fil magnétique :

rayon du fil : 70 µm

épaisseur de fer-nickel : 0,35 µm

champ d'anisotropie H_k : 450 A/m

aimantation à saturation : 1 Tesla

Caractéristiques du plan mémoire :

2 boucles en série espacées de 0,4 mm

entre-axe mot digit : 137 µm

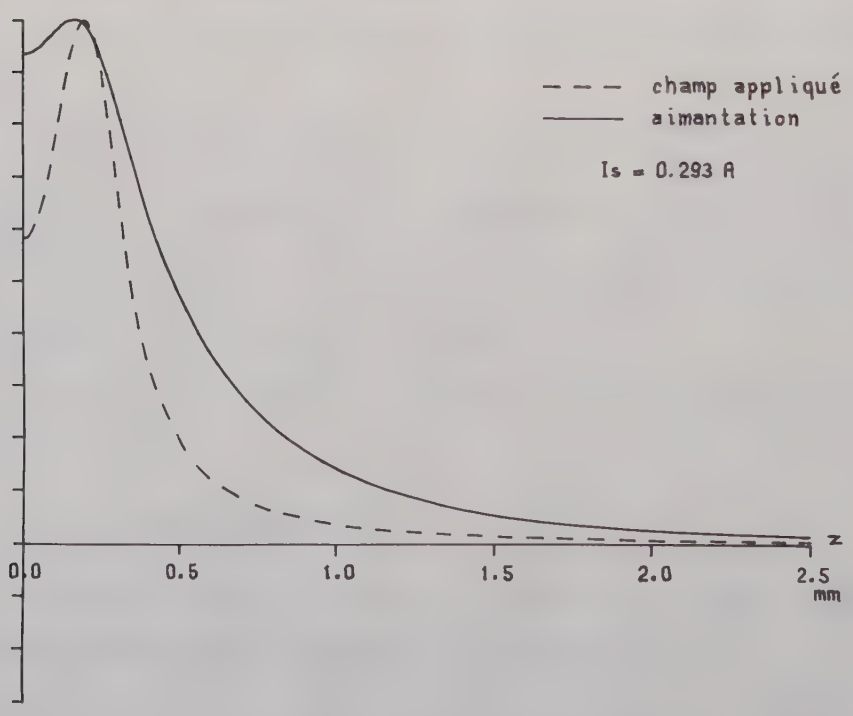


Figure 2.2.02 - REPARTITION DU CHAMP ET DE L'AIMANTATION.

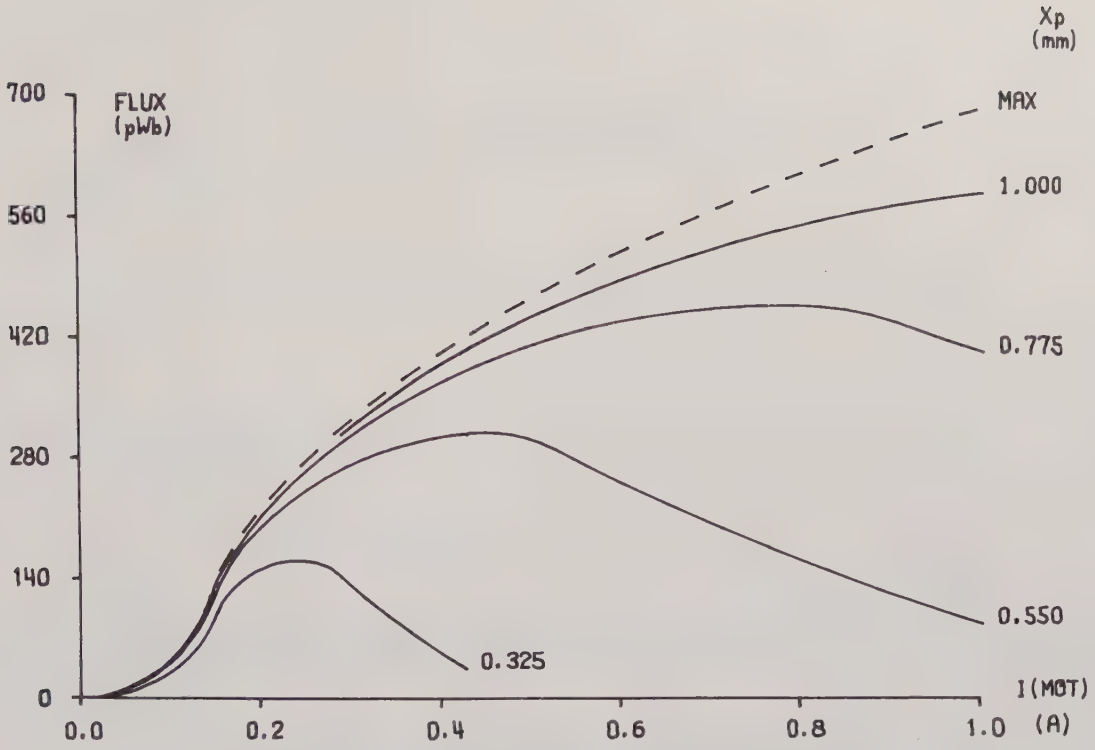


Figure 2.3.01 - FLUX EN FONCTION DU COURANT.

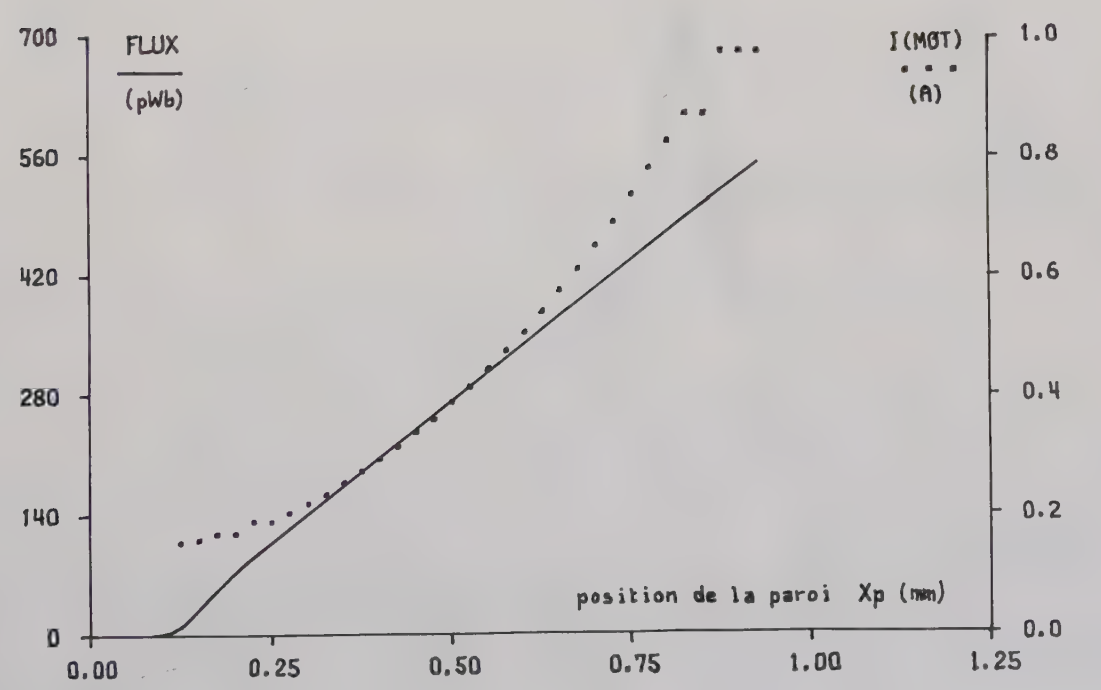


Figure 2.3.02 - FLUX MAXIMUM ET COURANT OPTIMUM.

I : amplitude

T_r : temps de montée

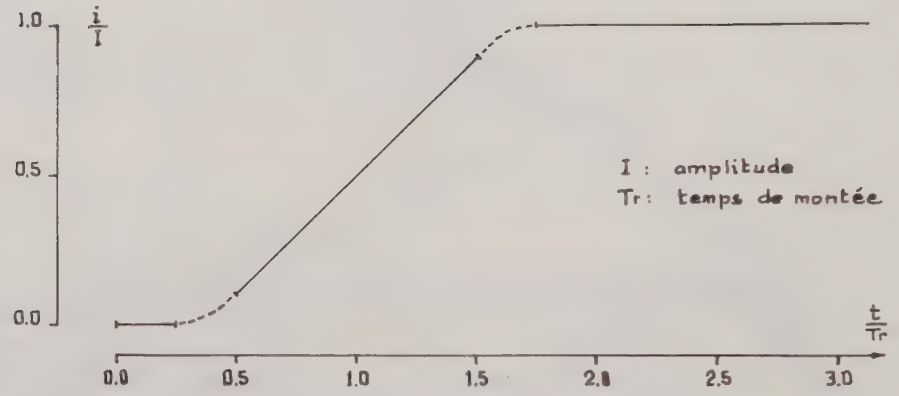


Figure 2.3.03 - MODELE DE COURANT DE MOT

Position de la paroi :

a : 0,6 mm
b : 0,45 mm
c : 0,4 mm
d : 0,35 mm

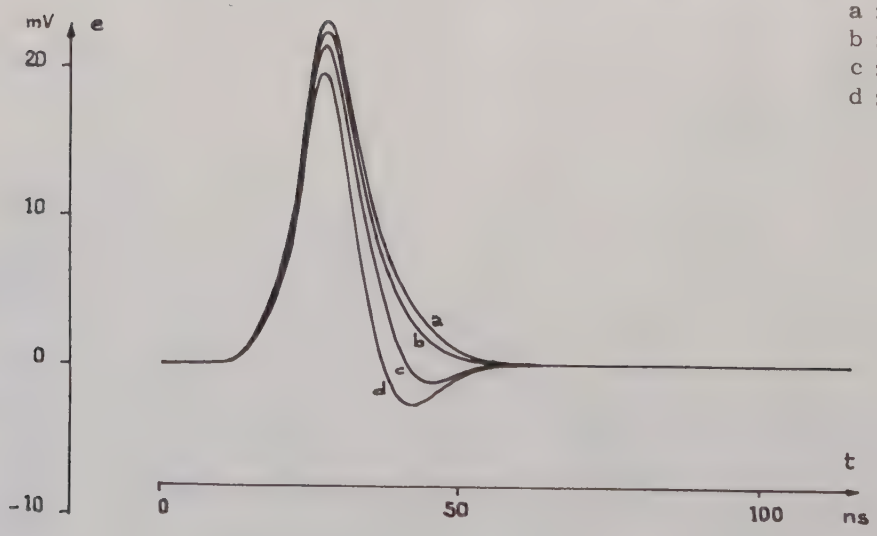


Figure 2.3.04 - SIMULATION DU SIGNAL DE LECTURE.

3. ETUDE DE DIVERSES STRUCTURES.

3.1. Appareillage de test [19].

3.1.a. Testeur de mémoires.

Pour effectuer des mesures sur des maquettes de plans-mémoires, nous disposions d'un testeur automatique connecté à une perforatrice de cartes, et correspondant au schéma de la figure 3.1.01.

Un essai correspond à une valeur de courant de mot et une valeur de courant de digit, et peut comporter jusqu'à 16 instructions successives. Les instructions sont enregistrées dans une mémoire morte et permettent de fixer :

- les adresses concernées : - toutes les adresses
  - les adresses paires
  - les adresses impaires
- le nombre de fois (N) que l'instruction sera répétée à chaque adresse ($N = 1$ à 10^6)
- le mode de balayage : - M1 balayage séquentiel des adresses, N fois
  - M2 N opérations sur chaque adresse, puis passage à l'adresse suivante
- l'information (à écrire ou à comparer avec l'information lue)
- la commande du comparateur
- la commande du courant de mot
- la commande du courant de digit si l'adresse est paire
- la commande du courant de digit si l'adresse est impaire.

Le domaine de fonctionnement du plan-mémoire est obtenu en effectuant des essais pour 16 valeurs de courant de mot et 16 valeurs de courant de digit.

Pendant le test, les limites de fonctionnement pour chaque digit (16 au maximum) s'inscrivent dans une mémoire vive au fur et à mesure de leur apparition, et après le test, cette mémoire est vidée dans la perforatrice.

Nous obtenons ainsi une carte perforée pour chaque digit, contenant

- limites de fonctionnement	32 caractères héxadécimaux
- identification du fil magnétique - identification du plan-mémoire - identification du test	14 paramètres 1 nom

La perforation des résultats d'essai sur cartes se justifie par la quantité d'informations à traiter.

3.1.b. Programme de test.

Un test se fait de la manière suivante :

- histoire ou saturation
- écriture en 1 coup sur les mots d'adresse paire
- perturbations
- lecture et comparaison du signal lu sur les mots d'adresse paire

Puis nous inversons les adresses paires et impaires, et la polarité de l'information.

Toutes les opérations se font avec la même amplitude de courant de mot et de courant de digit.

L'histoire consiste en 1 000 écritures sur toutes les adresses, et les lectures et comparaisons sont répétées 1 000 fois.

Le détail des perturbations dépend du procédé d'écriture (cf. chapitre 4). Ici nous ne nous intéressons qu'à l'architecture du point mémoire, c'est pourquoi nous avons adopté un test unique. Ce test, relativement sévère, correspond en fait à une utilisation de la mémoire avec écriture en mode simple-phase (cf. parag. 4.1).

Les perturbations consisteront donc en 4 000 écritures sur les adresses impaires alternées avec 4 000 lectures sur les adresses paires, en mode M1.

3.1.c. Exploitation des résultats.

Pour exploiter les cartes issues du testeur, nous avons mis au point un important programme (cf. Annexe IV). Dans sa version actuelle, ce programme permet l'exécution de 5 traitements différents :

- calcul d'un critère de qualité, avec calcul optionnel de moyennes,
- tracé des domaines de fonctionnement sur imprimante ou sur traceur digital,

- intersection des domaines de fonctionnement selon la polarité (intersection des domaines correspondants à la polarité '0' avec ceux correspondants à la polarité '1'), avec enregistrement des domaines ainsi créés;
- intersection des domaines de fonctionnement selon tout paramètre,
- calcul des marges en courant de digit pour une valeur donnée de courant de mot, avec tracé d'histogrammes.

Afin de faciliter les études variationnelles sur les différents paramètres, nous avons prévu, avant l'exécution de tout traitement, de larges possibilités de sélection et de classement des domaines :

- sélection d'une série de fils,
- sélection d'une ou plusieurs valeurs de paramètres,
- classement ou regroupement par valeurs de différents paramètres.

3.2. Etude d'une structure standard.

3.2.a. Définitions et simulations.

Nous utilisons des plans-mémoires réalisés par bobinage de nappes de fils émaillés. Cette technologie, facile à mettre en œuvre, offre de nombreuses possibilités quant à l'organisation des conducteurs de mot.

Les paramètres définissant la structure standard, ainsi que la répartition du champ et de l'aimantation sont reproduits sur la figure 3.2.01. Les résultats concernant le flux sont représentés sur la figure 3.2.02.

A titre indicatif nous pouvons essayer de prévoir la valeur du courant de mot lors d'une écriture avec un courant de digit de 45 mA. Ce courant crée un champ dans la direction facile de :

$$\frac{H_x}{H_k} \simeq 0,225$$

Le champ critique correspondant dans la direction difficile est de :

$$\frac{H_y}{H_k} \simeq 0,5$$

Supposons qu'en écriture l'aimantation bascule jusqu'au point où :

$$\frac{M_y}{M} = 0,5$$

La structure standard est utilisée au pas de mot de 1,27 mm, nous chercherons donc à positionner la paroi à 0,635 mm. Le courant de mot correspondant à :

$$\frac{M_y}{M} = 0,5 \qquad \text{pour } z = 0,635 \text{ mm}$$

sera $I_1 = 420$ mA

Nous pouvons également établir une limite absolue du courant de mot en remarquant qu'il doit être inférieur au courant optimal correspondant à une paroi située à 0,635 mm. Ainsi :

$$I < I_2 = 720 \text{ mA}.$$

Le courant réel d'utilisation se trouvera vraisemblablement entre les limites I_1 et I_2. Les courbes de flux montrent une faible variation de flux au-delà de 500 mA, il est donc probable que la valeur utilisée sera voisine de $I_3 = 500$ mA.

La figure 3.2.03 représente une simulation du signal pour différentes positions de paroi et dans les conditions suivantes :

$I = 500$ mA

$T_r = 20$ ns

Filtrage = un pôle d'ordre 4 correspondant à une fréquence de 60 Mhz.

3.2.b. Expérimentation.

La figure 3.2.04 représente des domaines de fonctionnement relevés dans les conditions suivantes :

- nombre de mots testés : 16
- température ambiante
- test "simple-phase" 4 000 perturbations par adresse
- temps de montée du courant de mot $\simeq 20$ ns
- seuil de signal : 8 mV et 12 mV.

Le signal maximum, correspondant à un fil saturé, est supérieure à 20 mV, ce qui est bien en accord avec ce que la figure 3.2.03 laissait prévoir.

Les conditions nominales d'utilisation sont :

- courant de mot $I = 500$ mA $\qquad T_r \leqslant 20$ ns
- courant de digit $I_d = 45$ mA
- signal recueilli $e \geqslant 8$ mV

L'effet des perturbations apparait sur la figure 3.2.04 par l'inclinaison de la limite droite du domaine de fonctionnement : sans perturbations cette limite se situe au moins à 70 mA. L'effet des perturbations apparait également dans le rapport entre le signal perturbé et le signal non perturbé : ce rapport, de l'ordre de 0,5 dénote une structure où le matériau magnétique n'est pas utilisé au mieux.

3.2.c. Utilisation de boucles d'arrêt.

Les boucles d'arrêt sont des boucles en court-circuit situées entre les boucles de mot (cf. figure 3.2.05). La figure 3.2.06 est un relevé des courants dans une boucle de mot et dans une boucle d'arrêt voisine.

Pendant le front de montée du courant de mot (cf. figure 3.2.06 [a]) le courant dans la boucle d'arrêt a tendance à limiter la zone lue. Cet effet bénéfique apparait dans les résultats de répartition de l'aimantation (cf. figure 3.2.07) , et nécessitera une légère augmentation du courant de mot.

Pendant, et juste après le front de descente du courant de mot (cf. figure 3.2.06 [b]), le courant qui circule dans la boucle d'arrêt a un effet néfaste (étalement de l'aimantation). Or c'est à ce moment que se situe le courant d'écriture.

Il apparait donc, en ce qui concerne la répartition de l'aimantation, que ce qui est gagné en lecture est perdu à l'écriture. Les essais eux-mêmes n'ont montré aucune amélioration sensible justifiant l'emploi des boucles d'arrêt.

3.2.d. Influence de quelques paramètres.

La figure 3.2.08 représente des répartitions de l'aimantation calculées pour différents espacements des boucles de mot (l'espacement standard est 0,4 mm).

Dans l'hypothèse où la saturation du dépôt magnétique se traduit par un écrétage de la répartition calculée (cf. parag. 2.2.c), il apparait que l'espacement des boucles de mot a une influence minime.

La figure 3.2.09 représente des répartitions de l'aimantation calculées pour différentes valeurs du champ d'anisotropie (H_k) du matériau magnétique. Ces courbes de répartition sont normées et la figure 3.2.10 représente le courant juste nécessaire pour atteindre la saturation du dépôt magnétique (I_s). Ces résultats montrent que plus H_k est élevé, moins la répartition de l'aimantation tend à s'étaler par rapport au champ appliqué.

L'amélioration de la répartition de l'aimantation que nous pouvons espérer en augmentant (si c'est possible) le champ d'anisotropie exigera un courant de mot plus élevé (cf. figure 3.2.10).

Ces résultats étaient prévisibles dès le paragraphe 2.2.c, où nous avions :

$$\frac{M_z}{M} = \frac{H_z - H_{Mz}}{H_k}$$

Nous pouvons penser augmenter l'amplitude du signal en diminuant le temps de montée du courant de mot. La figure 3.2.11 représente les résultats de simulation avec passage du signal dans un filtre caractérisé par une fréquence de coupure d'ordre 4 à 60 MHz.

Nous constatons que l'effort apporté pour réduire le temps de montée du courant de mot en-dessous d'une certaine valeur, n'est plus compensé par le gain obtenu sur le signal. Une étude plus complète exigerait de faire intervenir les caractéristiques dynamiques des amplificateurs de lecture.

3.3. Structures à haute densité.

3.3.a. Systèmes à contre-boucles.

En vue de diminuer le pas de mot, une première idée consisterait à réaliser une structure avec simplement une boucle de conducteur par mot. Les résultats de simulation apparaissent sur les figures 3.3.01 et 3.3.02. Nous pouvons prévoir qu'une telle structure pourrait fonctionner avec un pas de mot de 0,9 mm ou 1 mm, mais par rapport à la structure standard, nous trouvons une diminution de flux de l'ordre de 40 % et une augmentation du courant de mot de l'ordre de 60 %. Une structure à 1 boucle présente ainsi des performances médiocres.

Pour avoir de meilleures performances, il nous faut une structure telle que la répartition de l'aimantation soit aussi rectangulaire que possible. Compte tenu du champ démagnétisant, nous pouvons en déduire l'allure de la répartition du champ magnétique à produire (cf. figure 3.3.03).

Ainsi pour obtenir un fort gradient d'aimantation, il est nécessaire d'inverser le champ magnétique de part et d'autre du point-mémoire. Pour cela nous utilisons des boucles à contre-courant, ou contre-boucles.

Deux possibilités existent et sont représentées sur les figures 3.3.04 et 3.3.05. Ces dispositifs présentent l'avantage technologique suivant : il est possible de réaliser les connexions intermédiaires avant de plier la nappe des conducteurs de mot, ce qui n'était pas possible dans le cas de la structure standard (cf. figures 3.3.05 et 3.3.07). Ainsi la multiplication du nombre de boucles par mot, liée à une réduction du pas de mot, ne constitue pas un obstacle technologique aussi gênant que nous aurions pu le prévoir.

Dans le cadre d'une technique où les nappes de conducteurs de mot sont bobinées, il nous a paru suffisant de nous limiter à des structures à 4 boucles par mot (cf. figure 3.3.04).

3.3.b. Structure au pas de 0,9 mm.

Après quelques simulations, nous sommes arrivés à déterminer la disposition optimale des boucles (cf. figure 3.3.08). Les résultats de simulation (cf. figures 3.3.09, 3.3.10 et 3.3.11) permettent de prévoir un bon fonctionnement au pas de 0,9 mm, ce qui est confirmé par les résultats pratiques (cf. figure 3.3.12).

Par rapport à la structure standard, l'amélioration de la répartition de l'aimantation a permis d'augmenter le rendement ρ_φ (cf. parag. 2.5.a), si bien que, malgré la diminution du pas (0,9 mm/1,27 mm), le signal recueilli n'a pratiquement pas diminué.

3.3.c. Structure au pas de 0,8 mm.

Les résultats encourageants obtenus au pas de 0,9 mm nous ont poussés à essayer une structure au pas de 0,8 mm, et conçue de façon analogue.

Les paramètres définissant cette structure apparaissent avec la répartition du champ et de l'aimantation sur la figure 3.3.13. Les calculs de flux (cf. figure 3.3.14) et la simulation du signal (cf. figure 3.3.15) permettent de prévoir une diminution du courant de mot par rapport à la structure au pas de 0,9 mm.

Les résultats expérimentaux confirment également ces prévisions (cf. figure 3.3.16). Il semble que le pas de 0,8 mm soit une limite avec des fils magnétiques de 140 µm de diamètre.

3.3.d. Utilisation de shunts magnétiques.

En plaçant un shunt magnétique (keeper) au voisinage des conducteurs de mot il est possible d'obtenir une meilleure répartition de l'aimantation et de diminuer le courant de mot.

Le système le plus simple consiste à disposer de part et d'autre du plan-mémoire, deux feuilles de matériau à haute perméabilité, plaquées sur les conducteurs de mot. Dans ce cas, l'effet est surtout sensible sur la valeur du courant de mot (cf. figure 3.3.17).

3.4. Perspectives des fils de petit diamètre.

3.4.a. Aspect général [20]

La miniaturisation est une tendance à laquelle les mémoires à fils n'échappent pas. La diminution du diamètre des fils magnétiques pose des problèmes technologiques :

- tenue mécanique du fil,
- résistance de la ligne de digit,
- interconnexions.

Nous avons déjà remarqué (cf. parag. 2.1.a) que le flux recueilli ne dépend pas directement du diamètre du fil, mais des facteurs suivants :

- pas de mot,
- rendement (ρ_φ) de la structure,
- épaisseur de fer-nickel.

Les avantages essentiels des fils de petit diamètre sont la diminution des courants de commande, l'augmentation de la densité.

Par la suite, nous supposerons que le fil magnétique a les mêmes caractéristiques que le fil standard, excepté son rayon :

- rayon du fil magnétique	35 µm
- champ d'anisotropie H_k	450 A/m
- épaisseur de fer-nickel	0,35 µm
- aimantation à saturation	1 Tesla.

La diminution du rayon va également permettre de diminuer l'entre-axe mot-digit que nous prendrons égal à 85 µm.

3.4.b. Prévision d'une structure standard.

Dans un premier temps, nous pouvons essayer de prévoir une structure à 2 boucles en série par mot et donnant une répartition de l'aimantation analogue à celle de la structure standard (cf. parag. 3.2).

Nous trouvons qu'un écartement des boucles de 0,25 mm peut convenir. Les figures 3.4.01 et 3.4.02 représentent les courbes de champ, d'aimantation et de flux d'une telle structure.

Par comparaison avec les courbes 3.2.01 et 3.2.02 (structure standard avec des fils de 70 µm de rayon) nous pouvons prévoir un fonctionnement convenable au pas de 0,9 mm avec un courant de mot de 350 mA.

Par rapport à la structure au pas de 0,9 mm déjà étudiée (cf. parag. 3.3.b) la structure proposée présente les avantages suivants :

- courant de mot 2 fois plus faible,
- courant de digit 2 fois plus faible,
- densité plus élevée dans le sens des fils magnétiques,

et les inconvénients suivants :

- davantage de perturbations par les voisins,
- flux recueilli au moins 15 % plus faible.

3.4.c. Structure à très haute densité.

Il serait souhaitable d'obtenir avec les fils de petit diamètre des structures avec un pas de mot plus faible qu'avec les fils de diamètre standard.

Nous sommes alors obligés de compliquer l'organisation des boucles de mot (cf. parag. 3.3.a). Le nombre de connexions intermédiaires risque de poser des problèmes ardus.

Une nouvelle méthode de fabrication où les nappes de conducteurs de mot sont réalisées, non plus par bobinage, mais à plat, permet d'envisager de façon très avantageuse une structure à 5 boucles (cf. parag. 3.3.a).

La nappe de conducteurs de mot avant pliage aurait l'aspect représenté sur la figure 3.4.03.

Dans le cas d'une structure au pas de 0,5 mm, où les conducteurs de mot sont déposés au pas régulier de 0,1 mm, nous pouvons espérer un fonctionnement intéressant au vu des résultats de simulation (cf. figures 3.4.04 et 3.4.05).

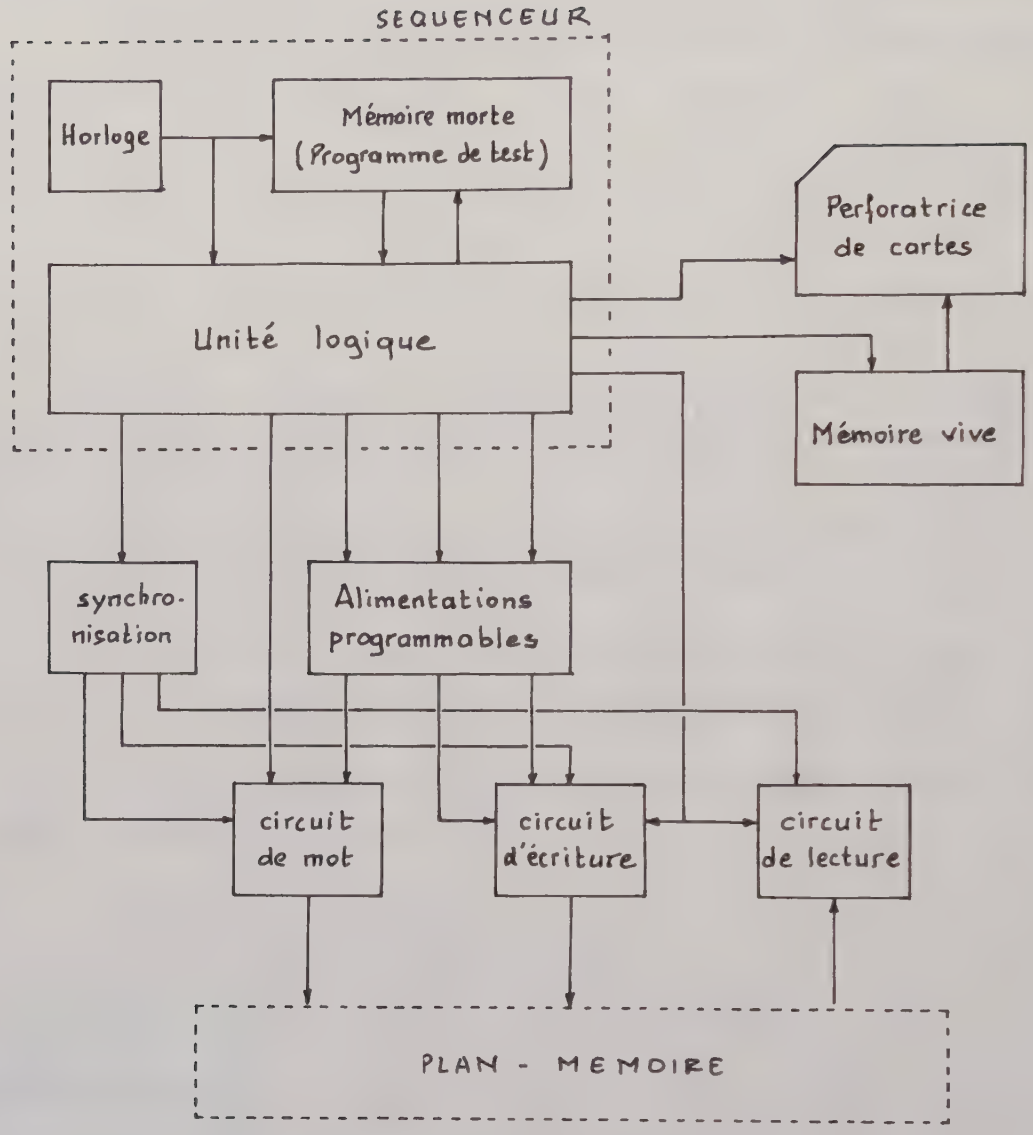


Figure 3.1.01 - TESTEUR DE MEMOIRES.

ETUDE DU POINT - MEMOIRE A FILS MAGNETIQUES.

- Caractéristiques du fil magnétique -

rayon du fil magnétique	70,0 µm
champ d'anisotropie H_k	450,0 A/m
épaisseur de fer-nickel	0,35 µm
aimantation à saturation	1,00 Tesla

- Caractéristiques du plan-mémoire -

entre-axe mot-digit	137,0 µm
2 boucles de mot primaires espacées de	0,40 mm

- Répartition du champ et de l'aimantation -

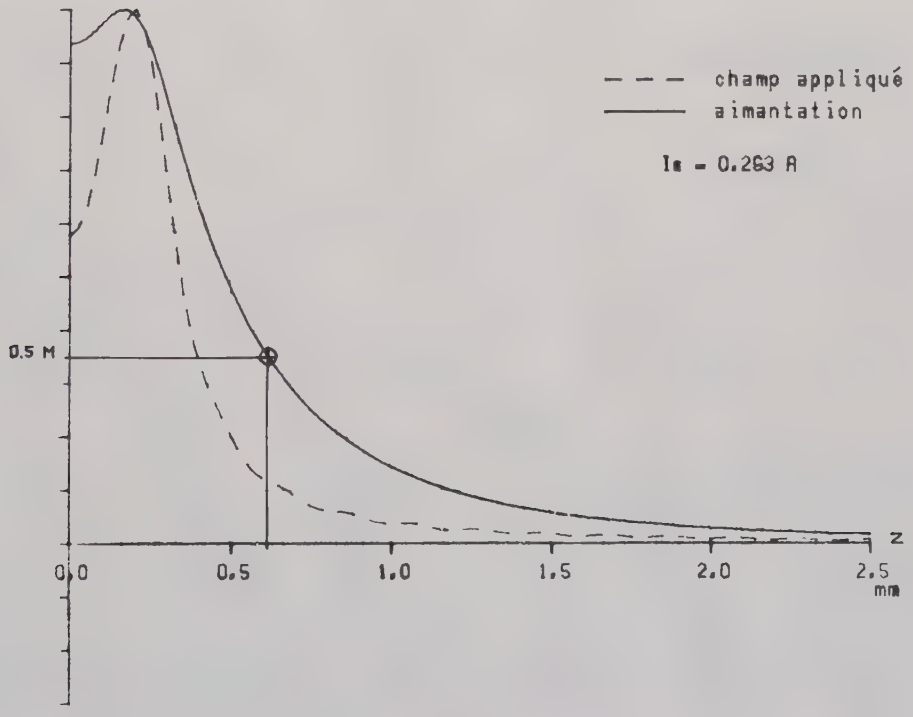
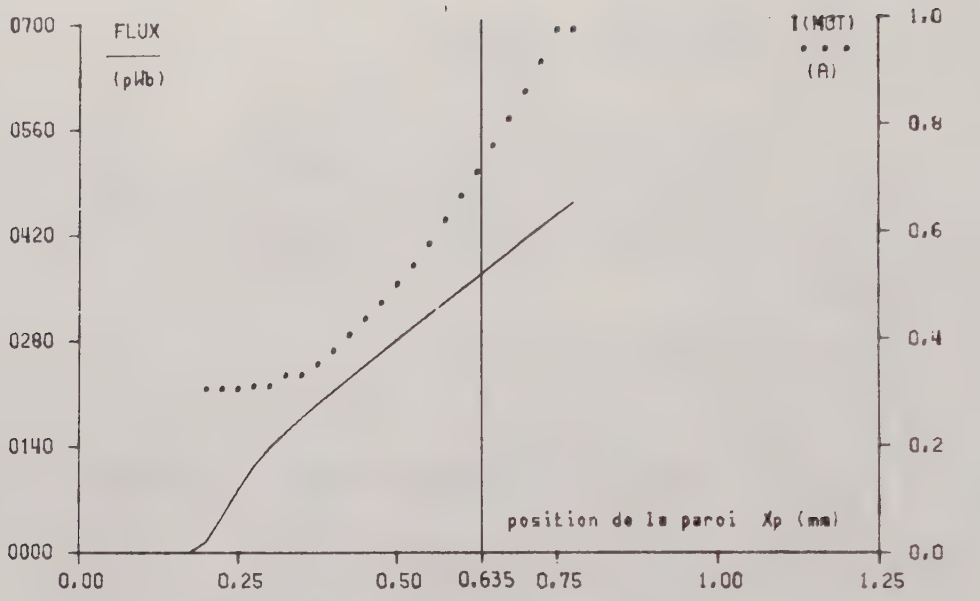


Figure 3.2.01 - STRUCTURE STANDARD.

- Flux maximum et courant optimum -



- Flux en fonction du courant -

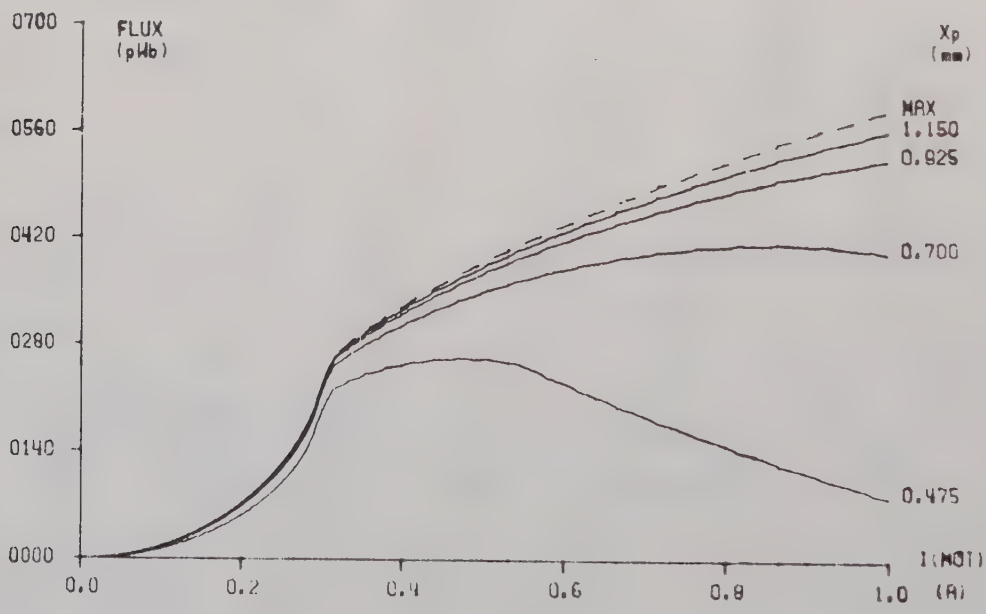
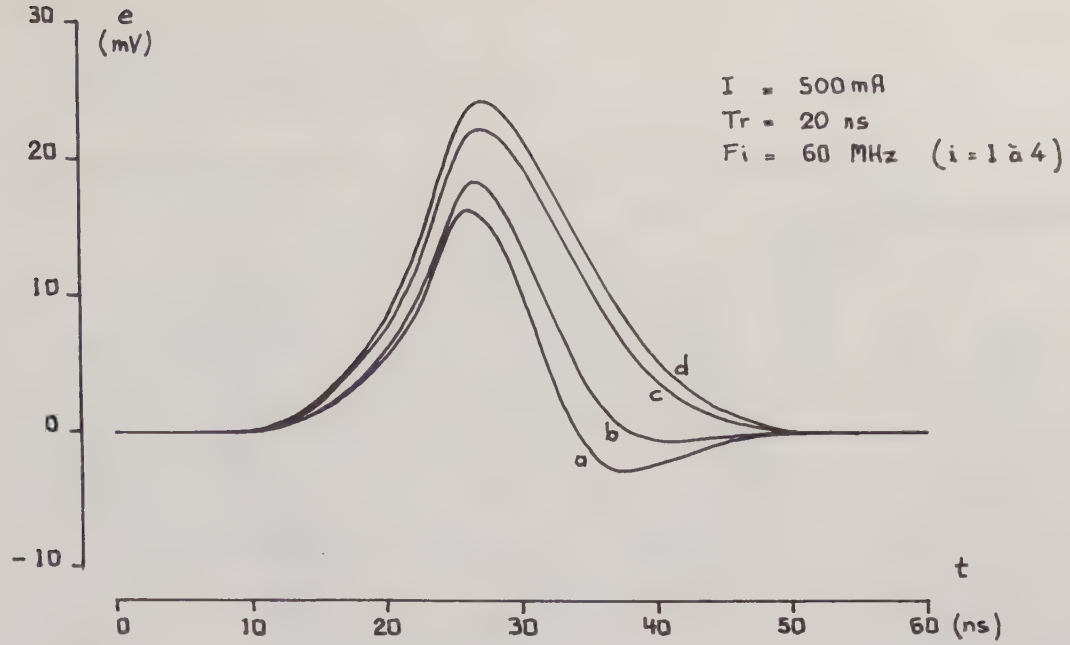


Figure 3.2.02 - STRUCTURE STANDARD.



Signal de lecture calculé pour
4 positions de parois

	x_p = (mm)
a :	0.35
b :	0.4
c :	0.6
d :	1.0

Figure 3.2.03 - STRUCTURE STANDARD : SIMULATION DU SIGNAL

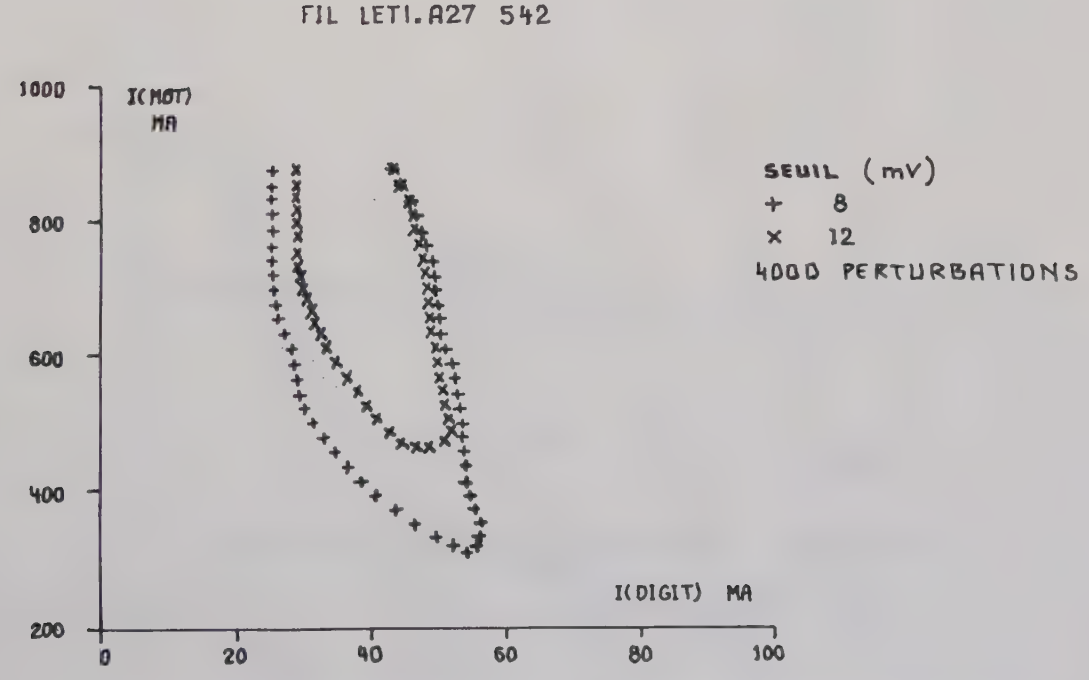


Figure 3.2.04 - STRUCTURE STANDARD : DOMAINES DE FONCTIONNEMENT.

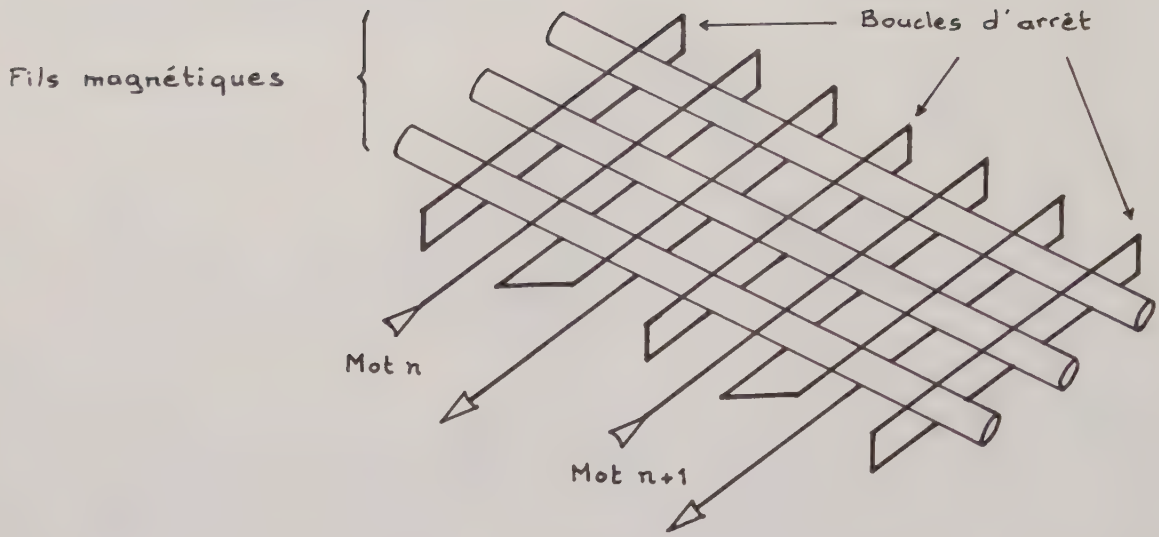


Figure 3.2.05 - STRUCTURE A BOUCLES D'ARRET.

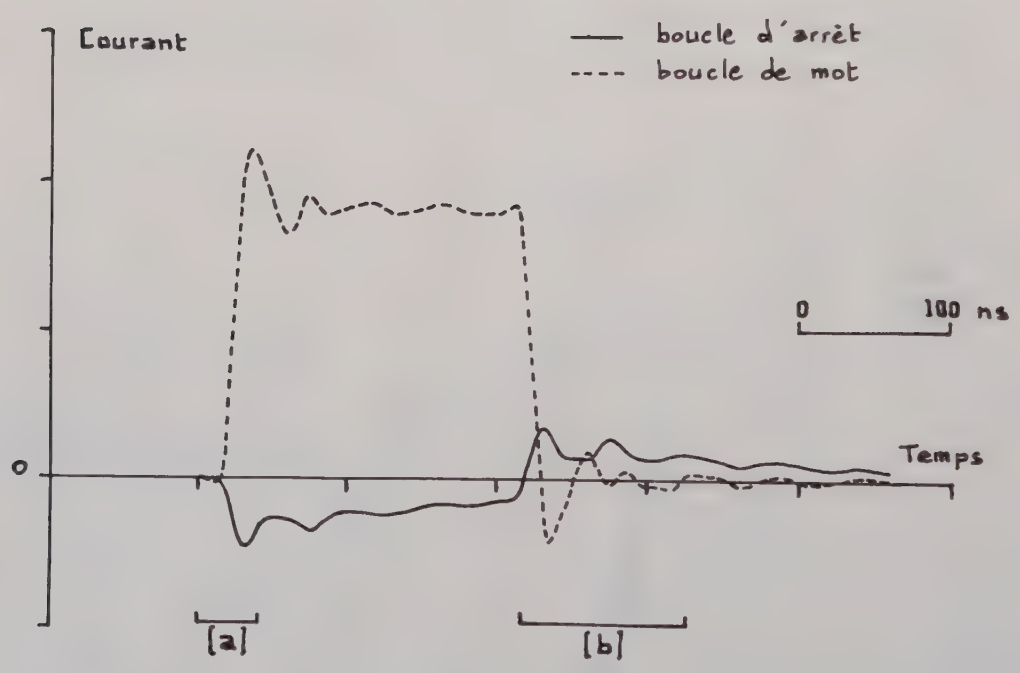
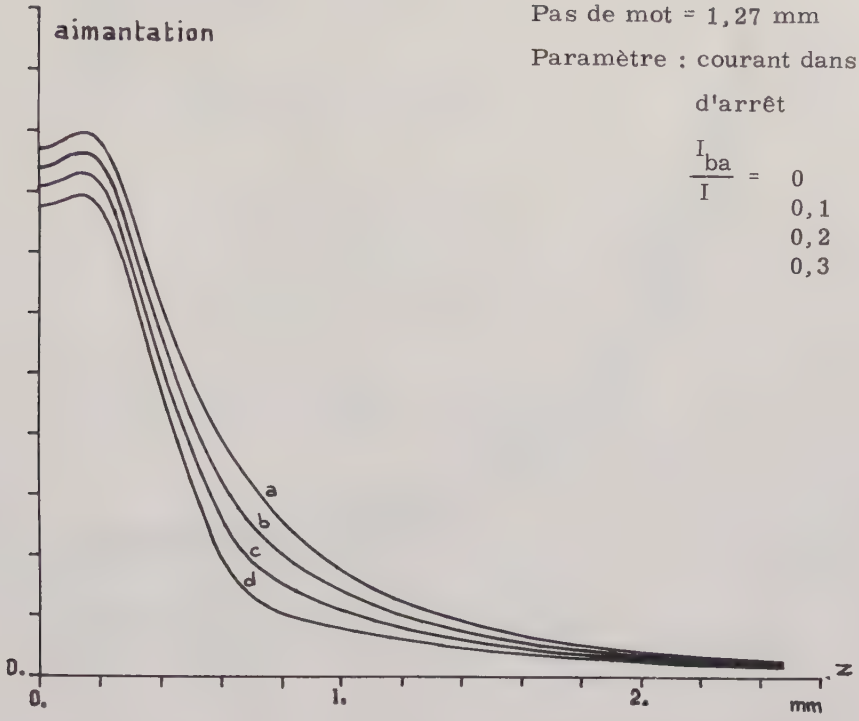


Figure 3.2.06 - COURANT DANS LES BOUCLES D'ARRET.

REPARTITION DE L'AIMANTATION



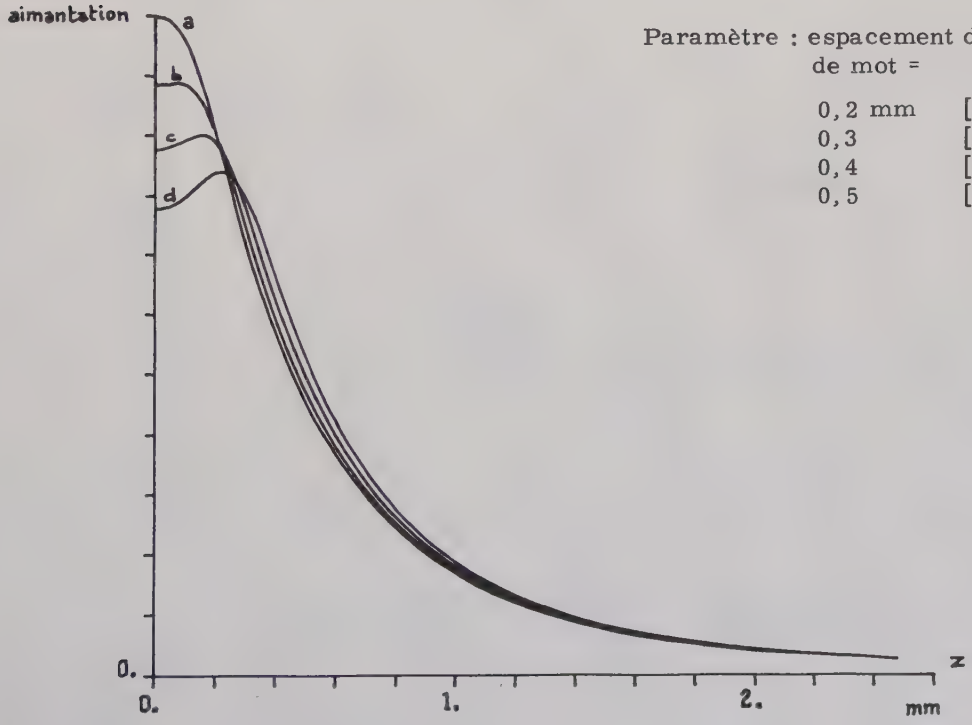
Pas de mot = 1,27 mm

Paramètre : courant dans les boucles d'arrêt

$\frac{I_{ba}}{I}$ = 0 [a]
0,1 [b]
0,2 [c]
0,3 [d]

Figure 3.2.07 - INFLUENCE DES BOUCLES D'ARRET.

REPARTITION DE L'AIMANTATION



Paramètre : espacement des boucles de mot =

0,2 mm [a]
0,3 [b]
0,4 [c]
0,5 [d]

Figure 3.2.08 - INFLUENCE DE L'ESPACEMENT DES BOUCLES DE MOT.

REPARTITION DE L'AIMANTATION

Structure standard
Paramètre : champ d'anisotropie

H_k = 200 A/m [a]
300 [b]
400 [c]
600 [d]

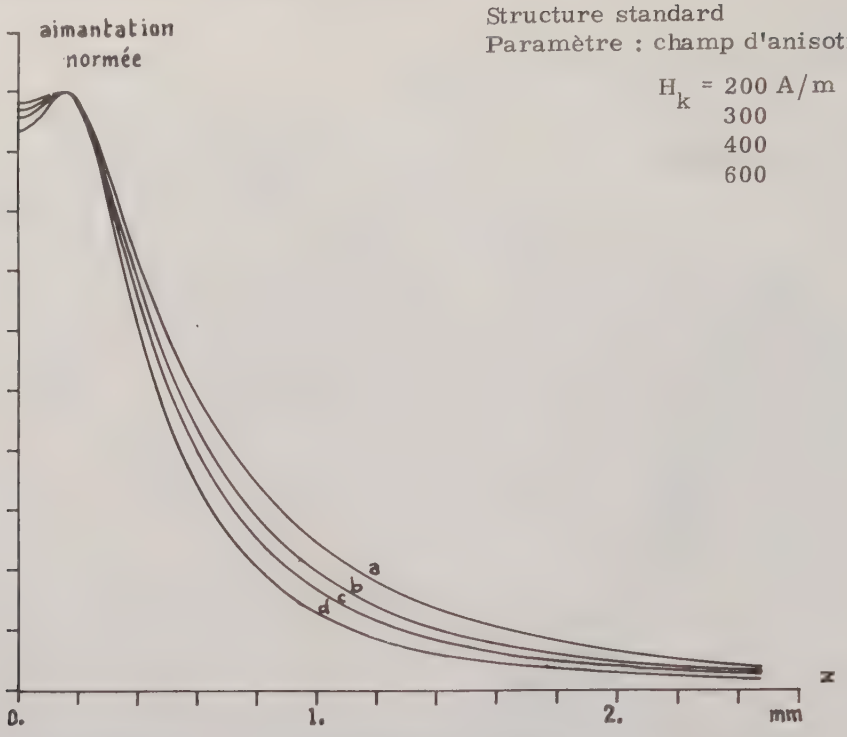


Figure 3.2.09 - INFLUENCE DU CHAMP D'ANISOTROPIE.

Structure standard

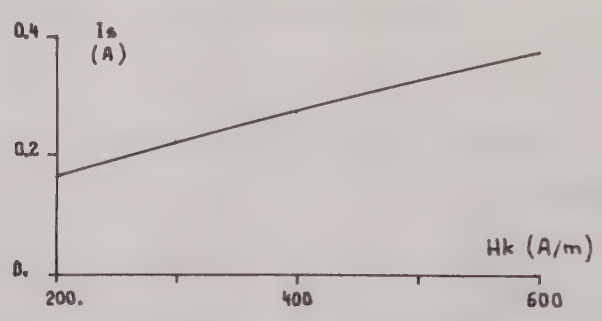


Figure 3.2.10 - COURANT DE SATURATION -

Structure standard

I = 500 mA

X_p = 0,5 mm

Filtrage : F_i = 60 MHz (i = 1 à 4)

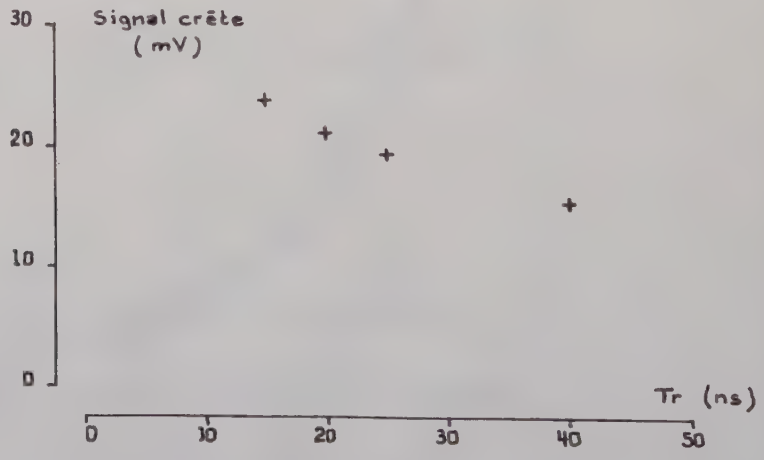


Figure 3.2.11 - INFLUENCE DU TEMPS DE MONTEE DU COURANT DE MOT.

ETUDE DU POINT - MEMOIRE A FILS MAGNETIQUES

- Caractéristiques du fil magnétique -

rayon du fil magnétique	70,0 µm
champ d'anisotropie H_k	450,0 A/m
épaisseur de fer-nickel	0,35 µm
aimantation à saturation	1,00 Tesla.

- Caractéristiques du Plan - Mémoire -

entre-axe mot-digit	137,0 µm
1 boucle de mot	

- Répartition du champ et de l'aimantation -

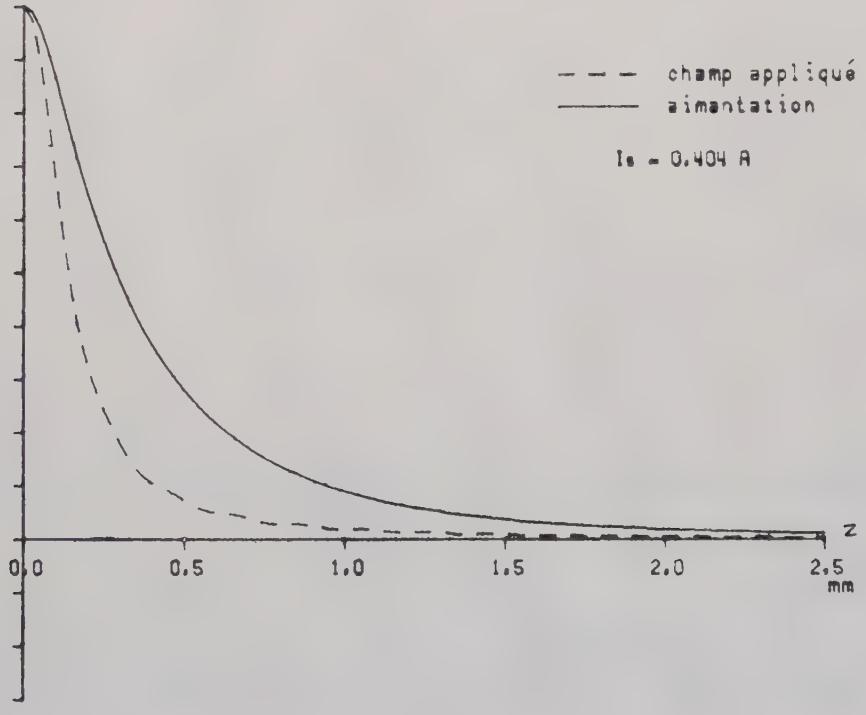
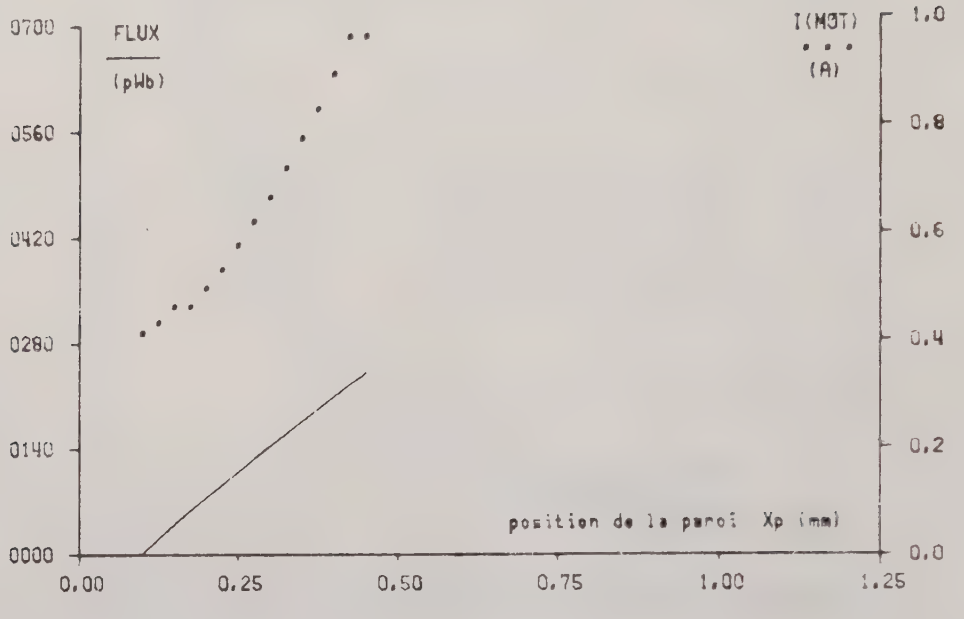


Figure 3.3.01 - STRUCTURE A UNE BOUCLE

- Flux maximum et courant optimum -



- Flux en fonction du courant -

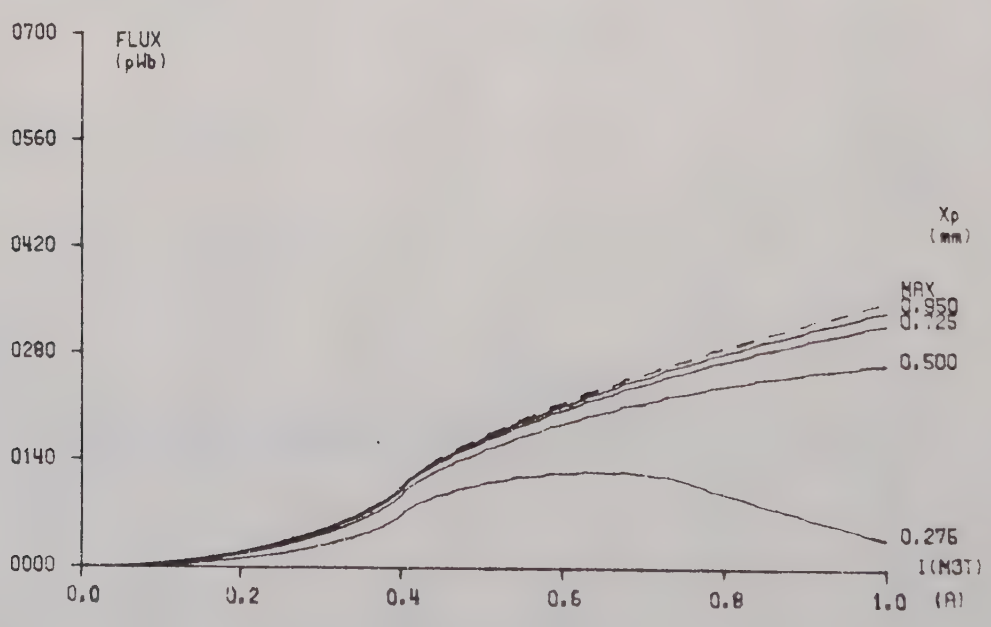


Figure 3.3.02 - STRUCTURE A UNE BOUCLE.

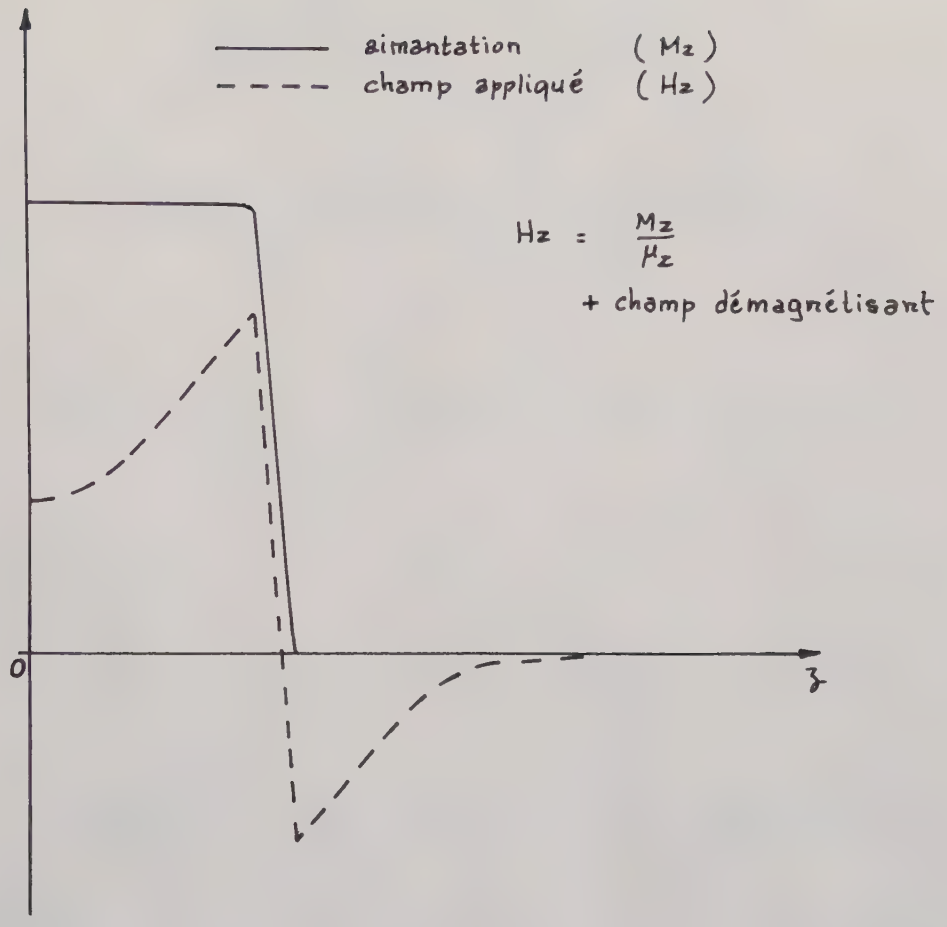


Figure 3.3.03 - REPARTITION IDEALE DU CHAMP ET DE L'AIMANTATION.

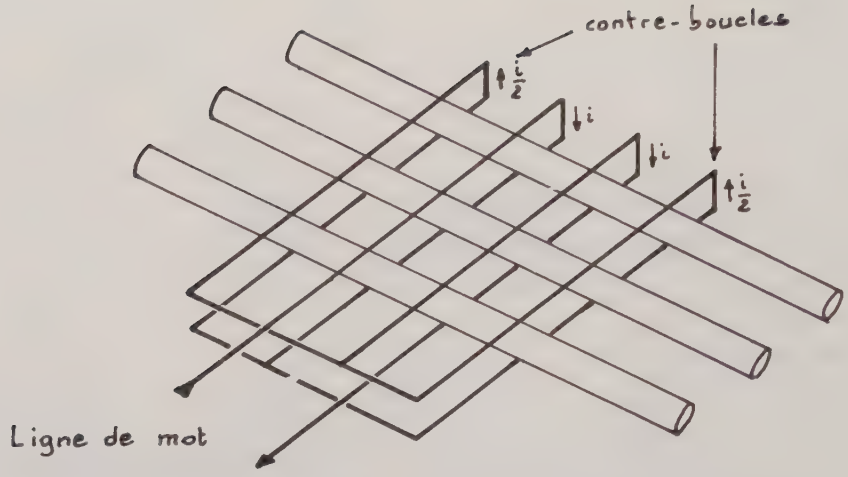


Figure 3.3.04 - STRUCTURE A 4 BOUCLES : ARCHITECTURE.

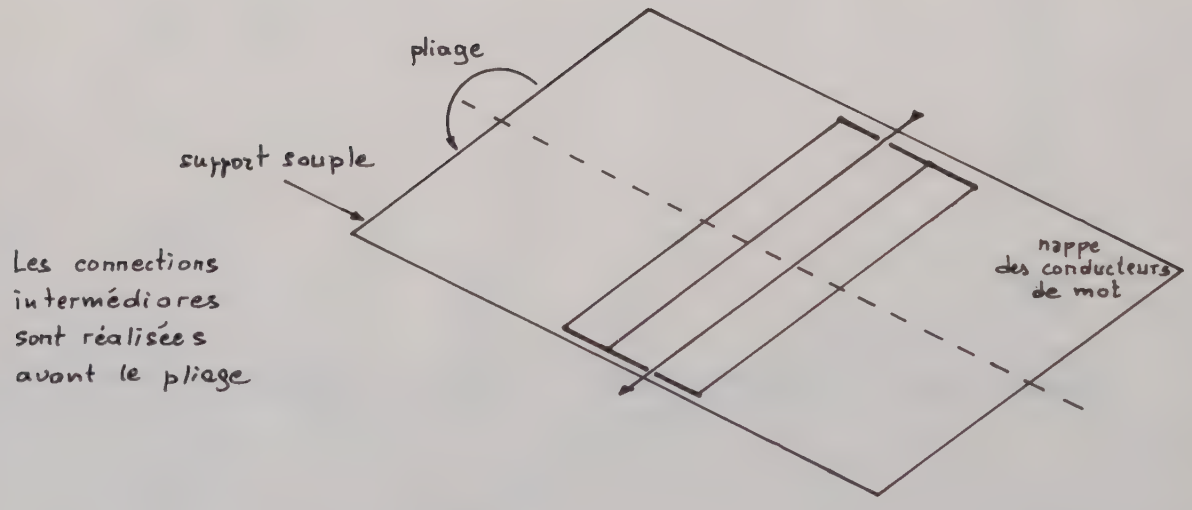


Figure 3.3.05 - STRUCTURE A 4 BOUCLES : FABRICATION.

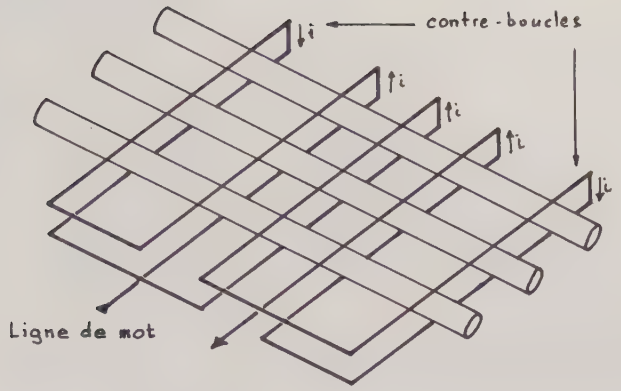


Figure 3.3.06 - STRUCTURE A 5 BOUCLES : ARCHITECTURE

Les connexions intermédiaires sont réalisées avant le pliage.

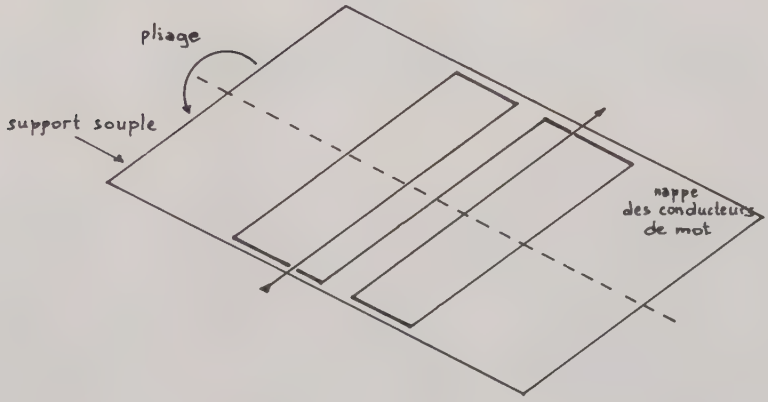
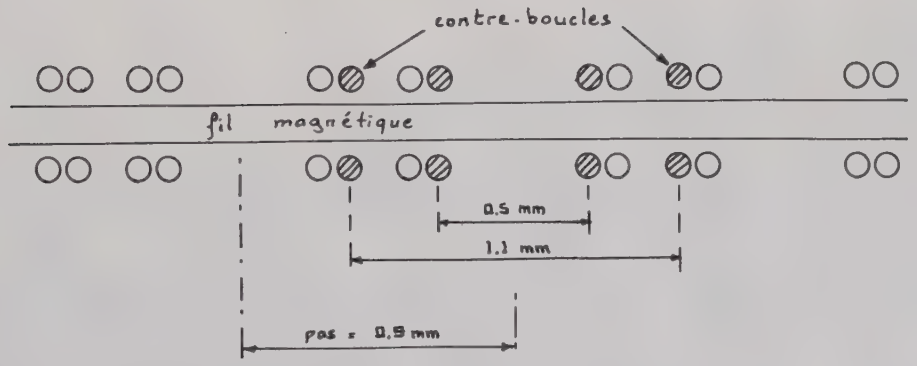


Figure 3.3.07 - STRUCTURE A 5 BOUCLES : FABRICATION



⊘ : Conducteurs correspondant à un même mot.

Figure 3.3.08 - STRUCTURE AU PAS DE 0,9 mm : ARCHITECTURE.

ETUDE DU POINT - MEMOIRE A FILS MAGNETIQUES.

- Caractéristiques du fil magnétique -

rayon du fil magnétique	70,0 µm
champ d'anisotropie H_k	450,0 A/m
épaisseur de fer-nickel	0,35 µm
aimantation à saturation	1,00 Tesla.

- Caractéristiques du plan - mémoire -

entre-axe mot-digit	137,0 µm
2 boucles de mot primaires espacées de	0,50 mm
2 boucles de mot secondaires espacées de	1,10 mm
courant secondaire / courant primaire	- 0,50.

- Répartition du champ et de l'aimantation -

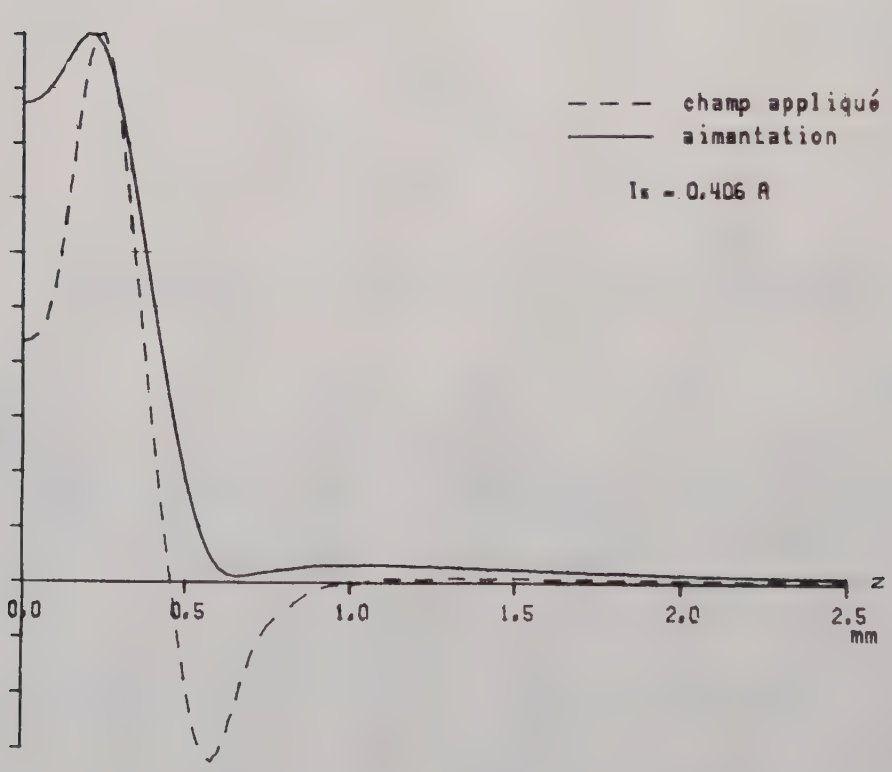
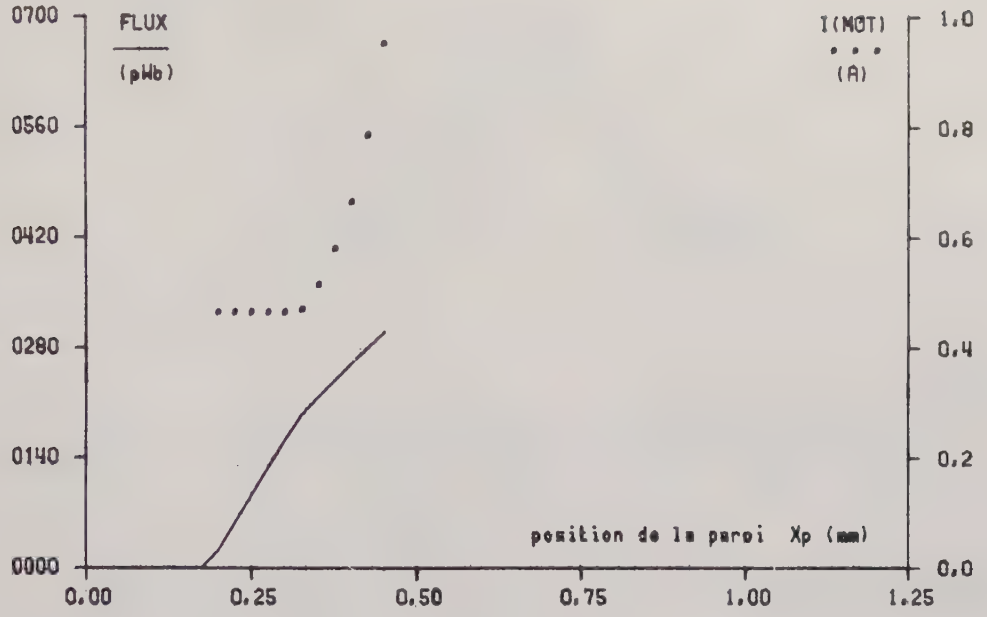


Figure 3.3.09 - STRUCTURE AU PAS DE 0,9 mm.

- Flux maximum et courant optimum -



- Flux en fonction du courant -

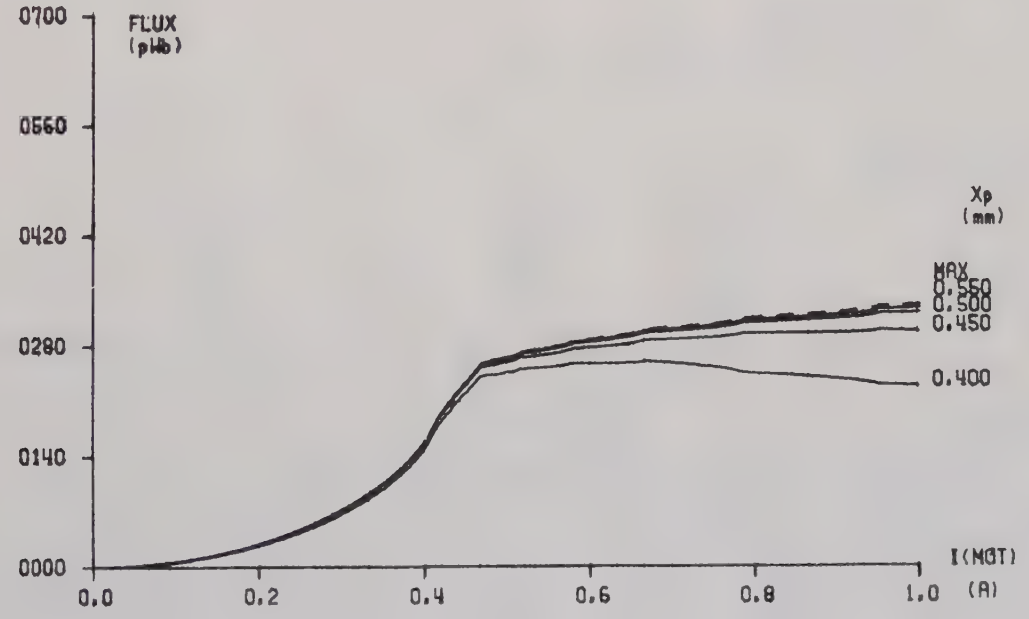
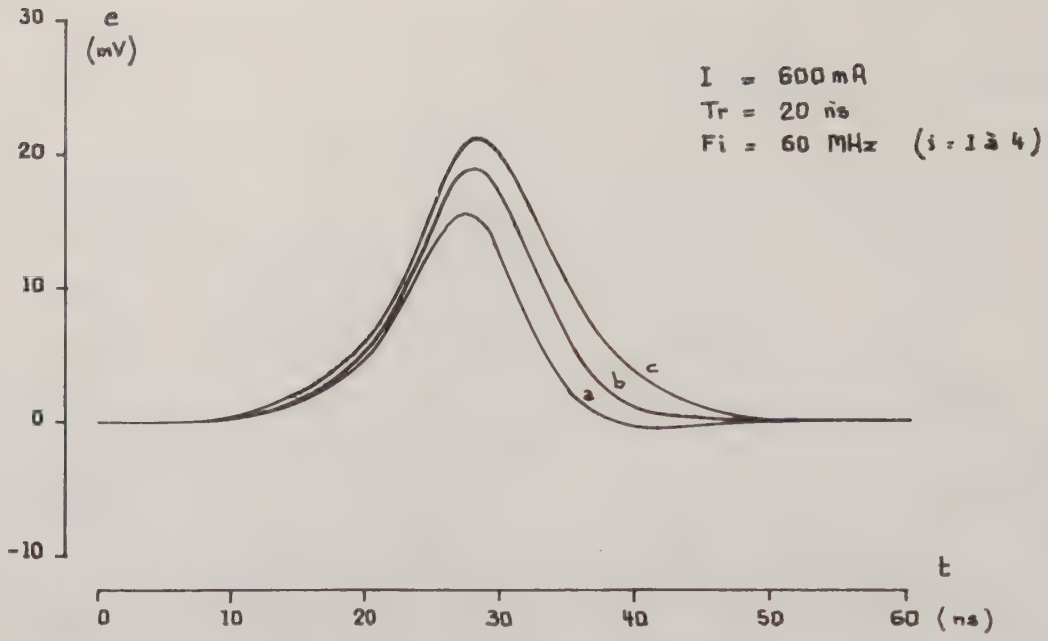


Figure 3.3.10 - STRUCTURE AU PAS DE 0,9 mm.



Signal de lecture calculé pour 3 positions de paroi :

		X_p = (mm)
a	:	0,3
b	:	0,35
c	:	1,0

Figure 3.3.11 - STRUCTURE AU PAS DE 0,9 mm : SIMULATION DU SIGNAL

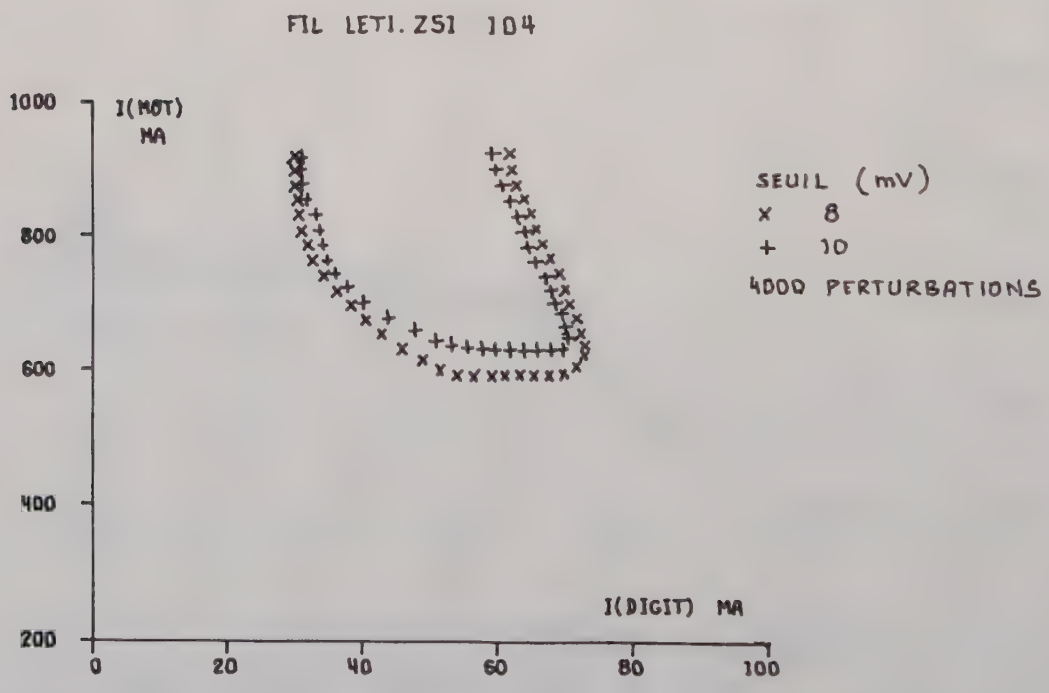


Figure 3.3.12 - STRUCTURE AU PAS DE 0,9 mm : DOMAINES DE FONCTIONNEMENT.

ETUDE DU POINT - MEMOIRE A FILS MAGNETIQUES

- Caractéristiques du fil magnétique -

rayon du fil magnétique	70,0 µm
champ d'anisotropie H_k	450,0 A/m
épaisseur de fer-nickel	0,35 µm
aimantation à saturation	1,00 Tesla.

- Caractéristiques du plan - mémoire -

entre-axe mot-digit	137,0 µm
2 boucles de mot primaires espacées de	0,40 mm
2 boucles de mot secondaires espacées de	1,00 mm
courant secondaire / courant primaire	- 0,50

- Répartition du champ et de l'aimantation -

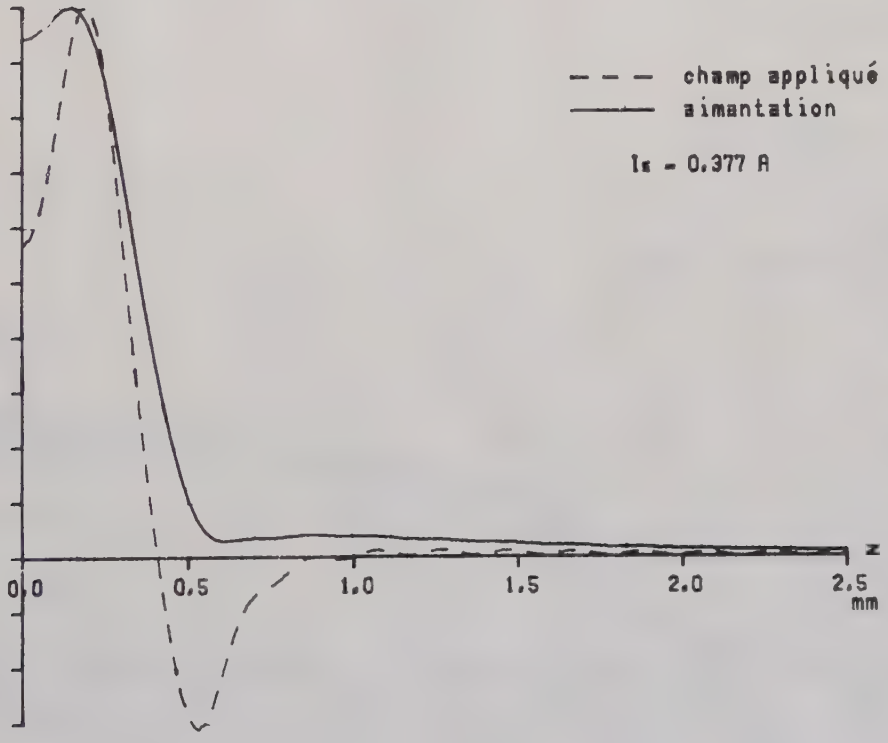
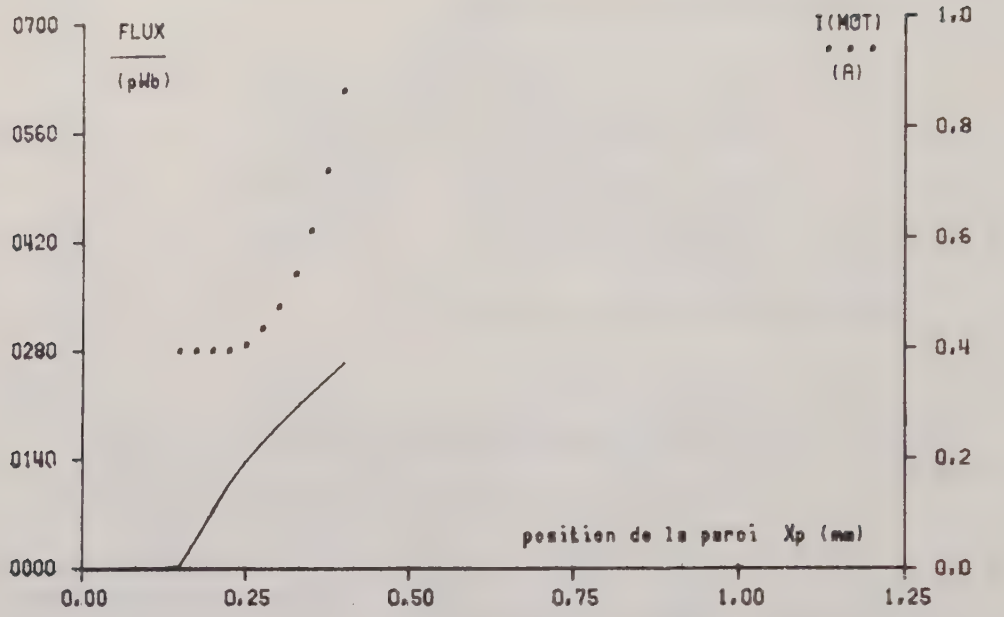


Figure 3.3.13 - STRUCTURE AU PAS DE 0,8 mm.

- Flux maximum et courant optimum -



- Flux en fonction du courant -

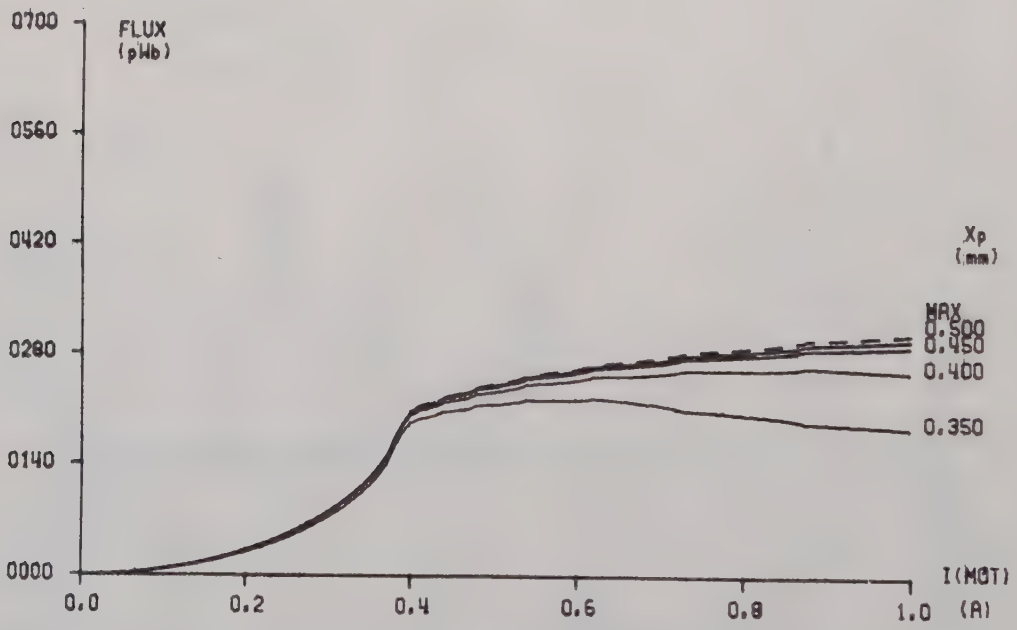
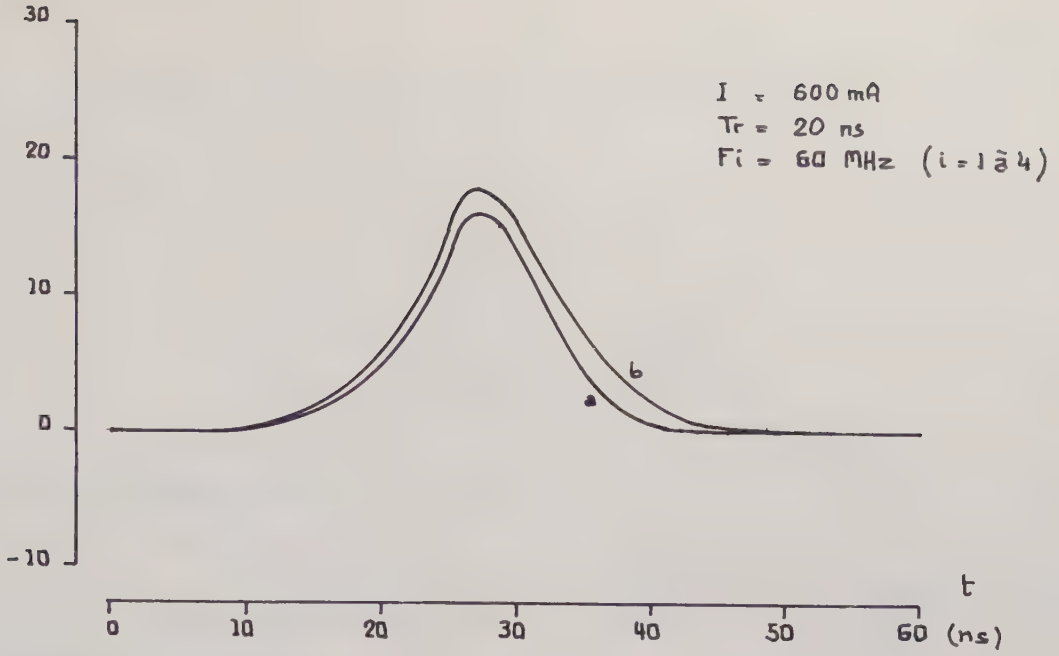


Figure 3.3.14 - STRUCTURE AU PAS DE 0,8 mm.



Signal de lecture calculé
pour 2 positions de paroi :

	X_p = (mm)
a :	0,3
b :	1,0

Figure 3.3.15 - STRUCTURE AU PAS DE 0,8 mm : SIMULATION DU SIGNAL.

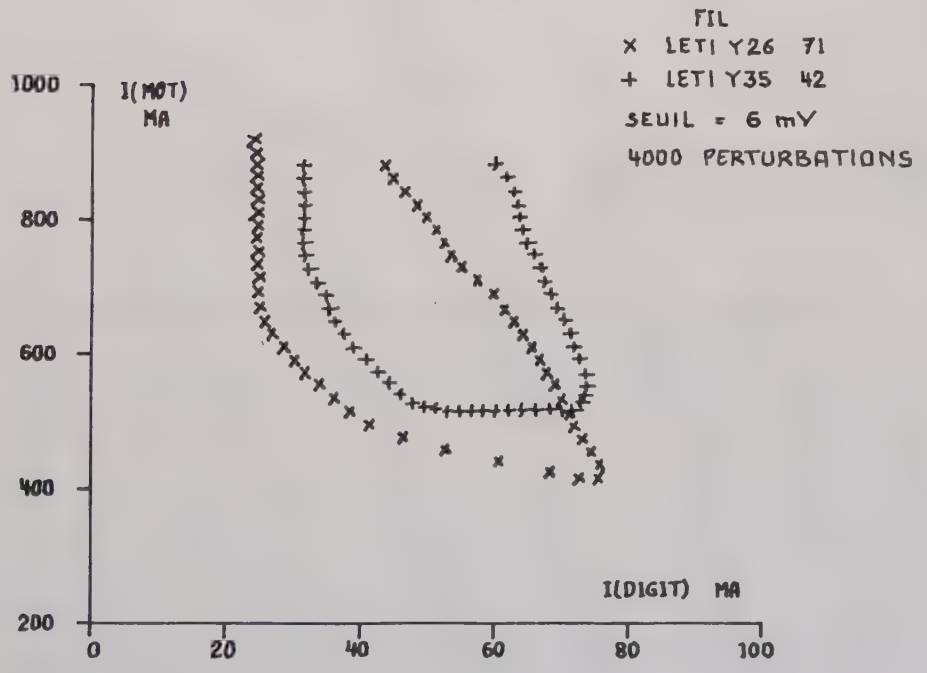


Figure 3.3.16 - STRUCTURE AU PAS DE 0,8 mm : DOMAINES DE FONCTIONNEMENT.

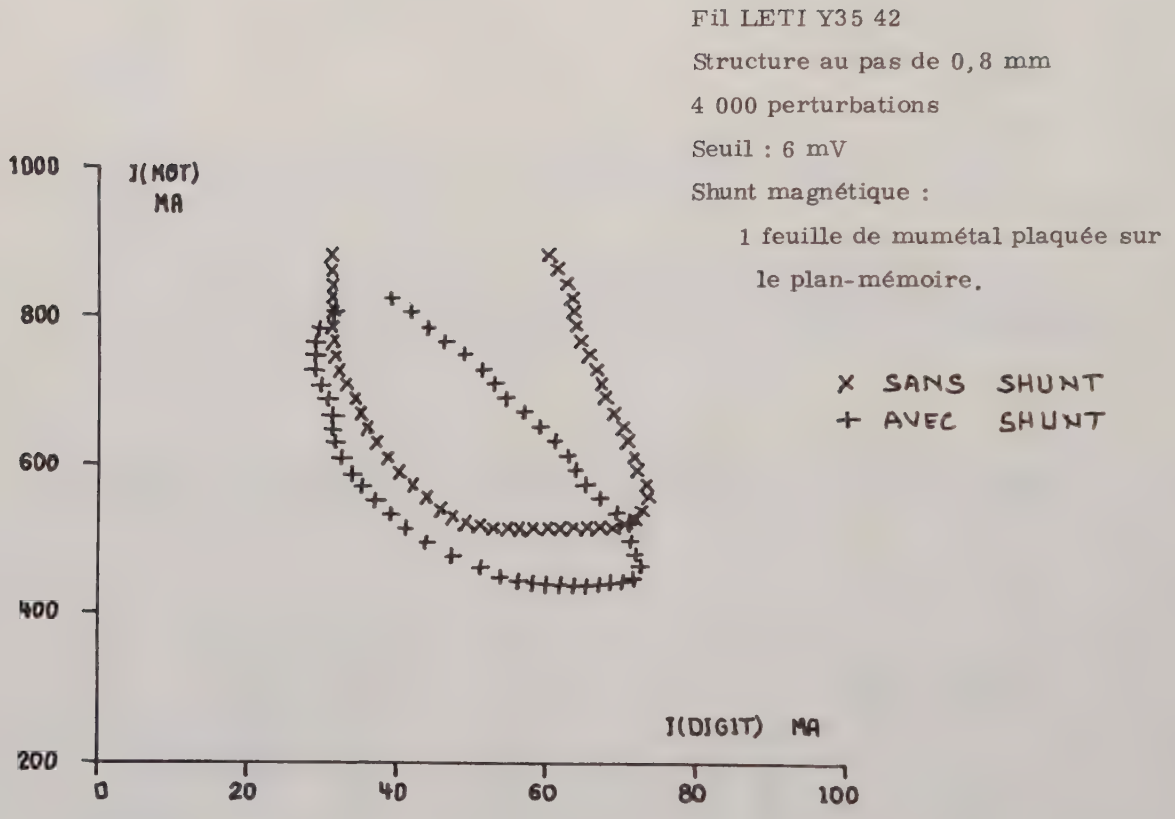


Figure 3.3.17 - INFLUENCE D'UN SHUNT MAGNETIQUE.

ETUDE DU POINT - MEMOIRE A FILS MAGNETIQUES.

- Caractéristiques du fil magnétique -

rayon du fil magnétique	35,0 µm
champ d'anisotropie H_k	450,0 A/m
épaisseur de fer-nickel	0,35 µm
aimantation à saturation	1,00 Tesla.

- Caractéristiques du plan - mémoire -

entre-axe mot-digit	85,0 µm
2 boucles de mot primaires espacées de	0,25 mm.

- Répartition du champ et de l'aimantation -

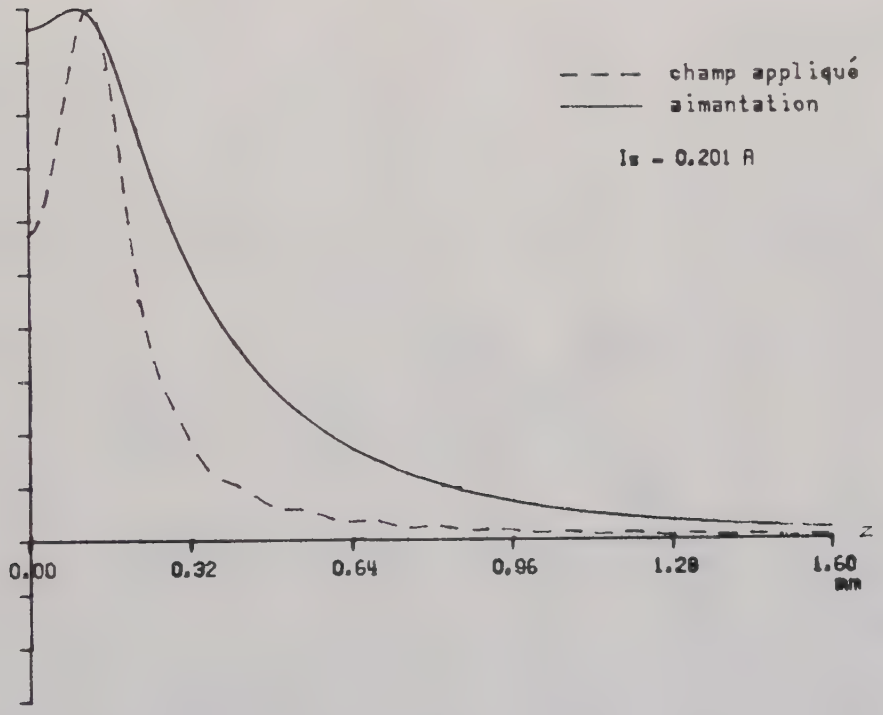
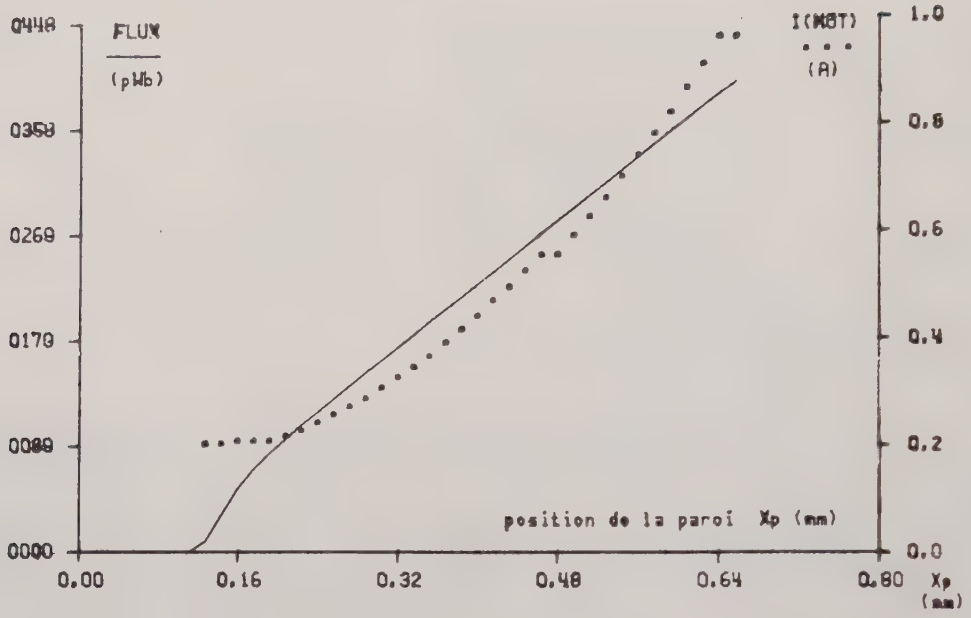


Figure 3.4.01 - STRUCTURE POUR FILS DE PETIT DIAMETRE.

- Flux maximum et courant optimum -



- Flux en fonction du courant -

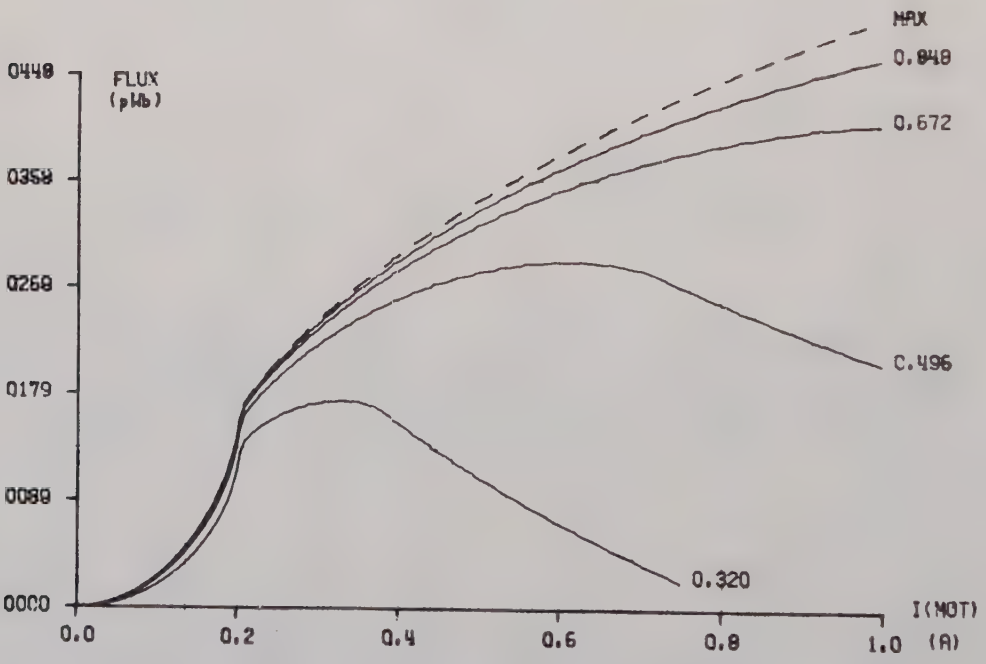


Figure 3.4.02 - STRUCTURE POUR FILS DE PETIT DIAMETRE

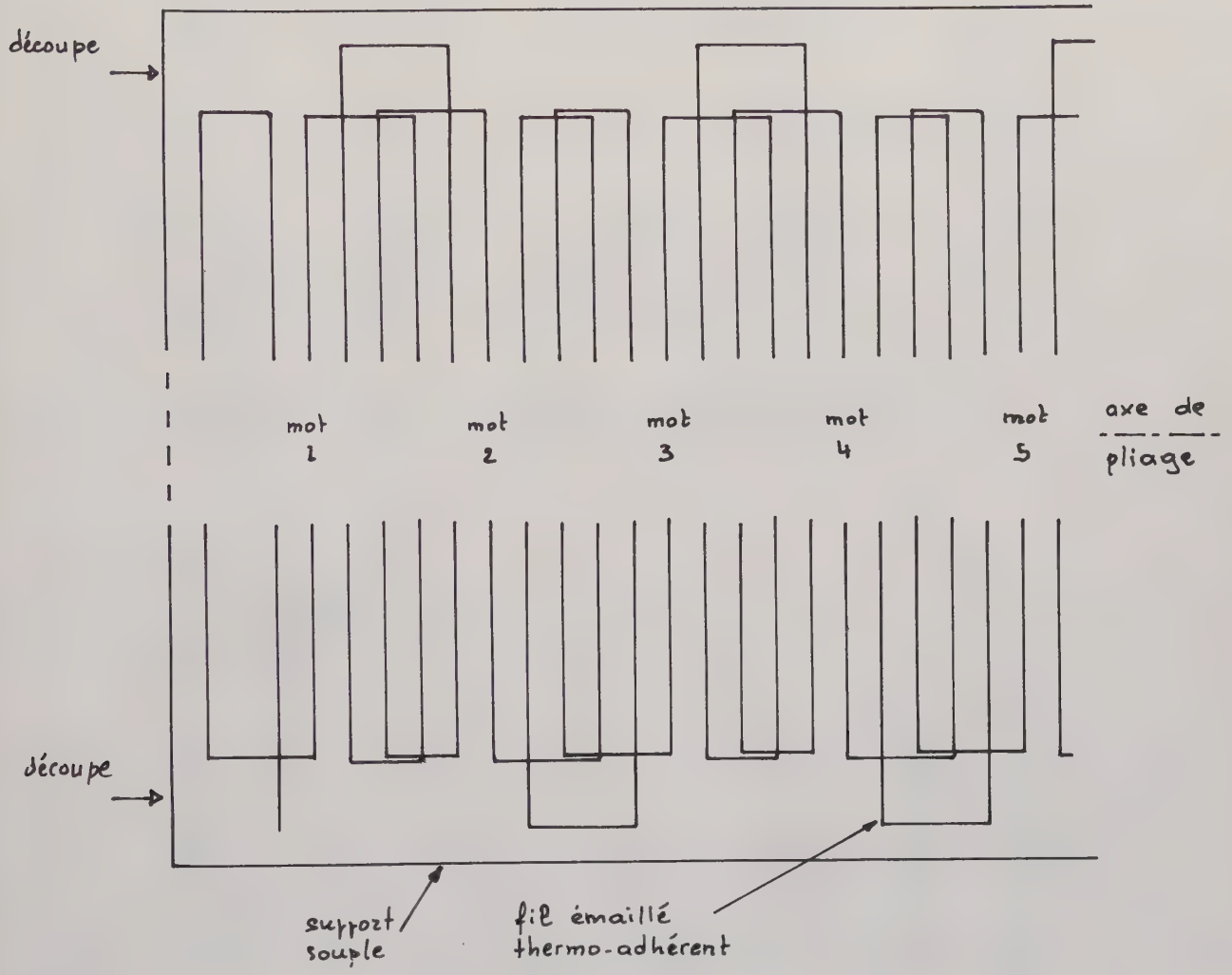


Figure 3.4.03 - NAPPE A 5 BOUCLES PAR MOT.

ETUDE DU POINT - MEMOIRE A FILS MAGNETIQUES

- Caractéristiques du fil magnétique -

rayon du fil magnétique	35,0 µm
champ d'anisotropie H_k	450,0 A/m
épaisseur de fer-nickel	0,35 µm
aimantation à saturation	1,00 Tesla.

- Caractéristiques du plan - mémoire -

entre-axe mot-digit	85,0 µm
3 boucles de mot primaires espacées de	0,10 mm
2 boucles de mot secondaires espacées de	0,60 mm
courant secondaire / courant primaire	- 1,00

- Répartition du champ et de l'aimantation -

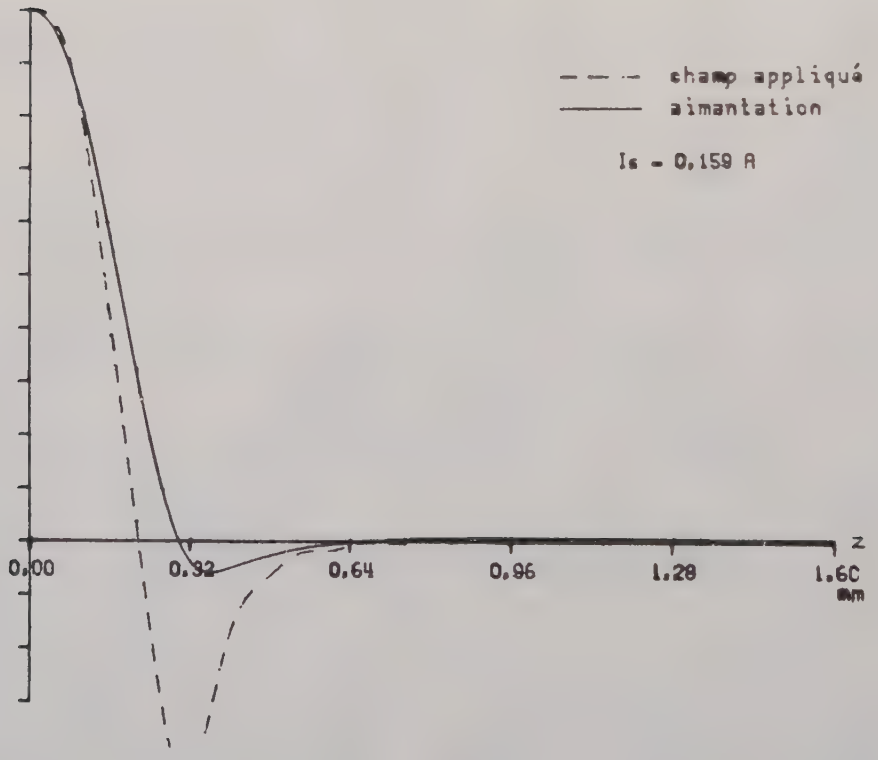
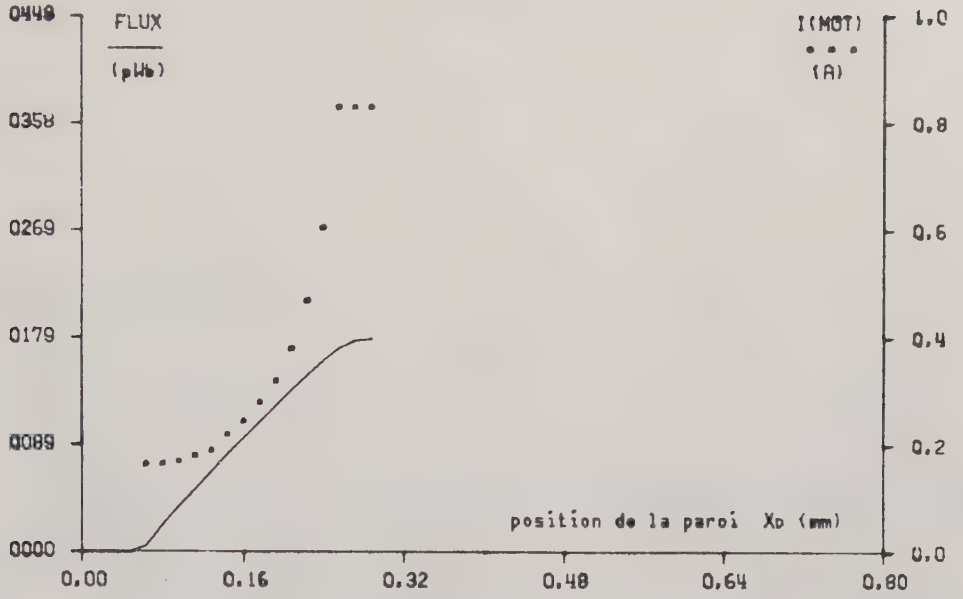


Figure 3.4.04 - STRUCTURE A TRES HAUTE DENSITE.

- Flux maximum et courant optimum -



- Flux en fonction du courant -

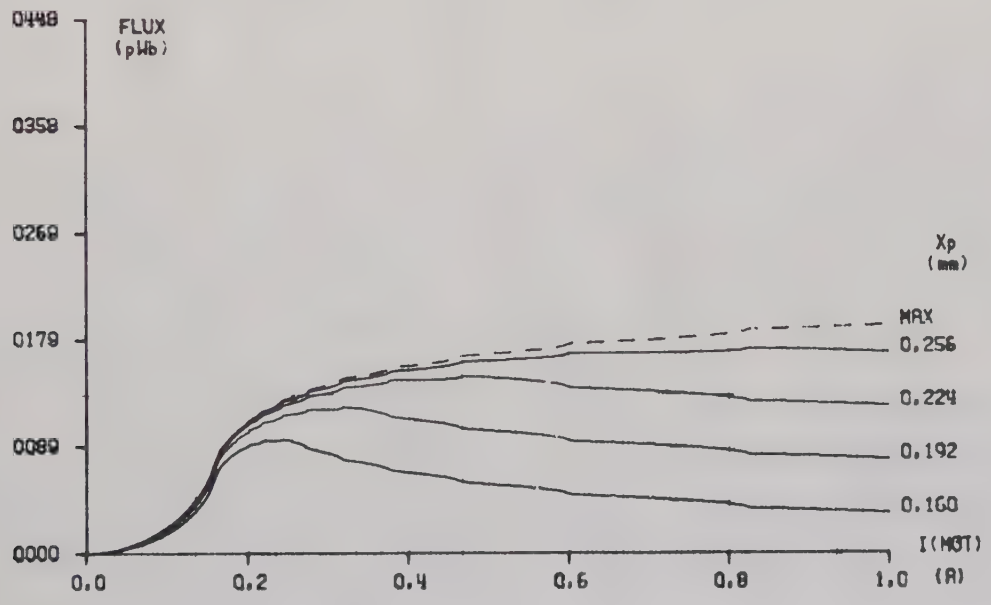


Figure 3.4.05 - STRUCTURE A TRES HAUTE DENSITE.

4. PROCEDES D'ECRITURE.

4.1. Procédé élémentaire d'écriture.

4.1.a. Description.

L'écriture en mode "simple-phase" est le procédé élémentaire décrit au paragraphe 1.2.c (cf. figure 1.2.03). Le basculement de l'aimantation est obtenu par superposition d'un courant de mot et d'un courant de digit.

Le calage relatif des impulsions de courant peut s'expliquer en examinant le basculement de l'aimantation dans les deux cas suivants (cf. figure 4.1.01) :

A : courant de mot se prolongeant après le courant de digit,
B : courant de digit se prolongeant après le courant de mot.

Dans le cas A, et dans le cas d'une mémoire à lecture destructive, il y aura indétermination sur l'orientation finale de l'aimantation ; et de même, dans le cas d'une mémoire à lecture non destructive, si l'impulsion de courant de digit présente un sous-dépassement, l'écriture risque d'être défectueuse. Nous pouvons également constater que, dans le cas A, l'aimantation oscille avant de basculer, alors que dans le cas B, le basculement est uniforme.

En pratique, le temps de coïncidence des courants et le retard du courant de digit par rapport au courant de mot sont supérieurs à 20 ns.

Les valeurs de courant à utiliser apparaissent sur les courbes critiques (cf. figure 1.3.06) et sur les marges de fonctionnement. Un courant de digit trop faible ne renverse pas l'aimantation ou crée un domaine trop étroit; tandis qu'un courant trop fort risque de perturber les domaines voisins et même de renverser l'aimantation sur tout le fil.

4.1.b. Circuits électroniques.

Les circuits électroniques correspondant au procédé élémentaire d'écriture sont représentés sur la figure 4.1.02. Sur ce schéma, nous avons volontairement omis les détails de connexion de la ligne de digit à l'amplificateur de lecture pour ne conserver que l'aspect

logique. En pratique, il faut adapter la ligne de digit et veiller à ce que l'amplificateur de lecture ne soit pas surchargé lors de l'écriture.

La ligne de digit, qui est constituée du fil magnétique et éventuellement d'un fil de compensation, est connectée d'une part à l'amplificateur de lecture, et d'autre part au générateur de courant de digit. Le signal de lecture est très faible (2 à 20 mV) et très bref (environ 20 ns) ; l'amplificateur de lecture a pour rôle d'amplifier ce signal et de le transformer en un niveau logique. La porte d'échantillonnage qui suit immédiatement cet amplificateur n'est ouverte que pendant le front de montée du courant de mot afin de ne laisser passer que le signal utile. L'information lue est finalement mémorisée dans un registre de sortie (bascule R-S). Ce registre est prépositionné avant la lecture par une impulsion RZ.

Le cycle de lecture est représenté sur la figure 4.1.03 et le cycle d'écriture sur la figure 4.1.04. Les niveaux logiques sont ainsi définis :

Information à écrire	'0'	$E_o = 1$	$E_1 = 0$
	'1'	$E_o = 0$	$E_1 = 1$
Information lue	'0'	$S_o = 1$	$S_1 = 0$
	'1'	$S_o = 0$	$S_1 = 1$

4.1.c. Phénomènes cumulatifs [21], [22], [23], [24].

Les phénomènes cumulatifs jouent un rôle essentiel dans le procédé d'écriture. Nous avons vu en effet (cf. figure 1.2.04) que la perméabilité dans la direction difficile dépend de l'orientation de l'aimantation par rapport au champ appliqué dans la direction facile. Ainsi la répartition de l'aimantation dépend des champs appliqués et aussi de l'état magnétique antérieur. Ceci explique les phénomènes cumulatifs qui apparaissent dans les mémoires à fils.

Ces phénomènes cumulatifs peuvent être mis en évidence en traçant les courbes critiques avec un nombre variable d'impulsion (cf. figure 4.1.05) et les domaines de fonctionnement (cf. figure 4.1.06).

L'évolution de la limite de perturbation par les voisins ainsi que l'évolution de la courbe externe correspondent à l'élargissement progressif d'un domaine magnétique sous l'effet d'écritures répétées. Cet élargissement peut se faire au détriment des mots voisins, et finalement , ces phénomènes conditionnent le bon fonctionnement d'une mémoire.

4.2. L'écriture en mode double-phase.

4.2.a. Description.

L'écriture en mode double-phase consiste à faire précéder toute écriture d'une écriture complémentaire (cf. figure 4.2.01). En considérant ce procédé comme une suite de

2 écritures élémentaires, nous constatons qu'il y aura au plus 2 écritures élémentaires successives de la même information sur le même point-mémoire.

Si nous voulons écrire un grand nombre de fois la même information sur le même point-mémoire,il y aura compensation de l'élargissement du domaine magnétique inscrit. Il en résulte une amélioration des marges de fonctionnement dans le sens des courants de digit plus élevés.

Un procédé similaire consiste à faire suivre une écriture élémentaire par une impulsion de courant de digit en sens inverse.

4.2.b. Circuits électroniques.

Les circuits correspondants au mode double-phase sont représentés sur la figure 4.2.02 et sont très voisins de ceux de la figure 4.1.02. Nous remarquons que le générateur de courant de digit est actionné par deux impulsions de synchronisation H' et H. L'impulsion H' inverse l'information et correspond à l'écriture complémentaire qui précède l'écriture proprement dite commandée par H.

Le cycle d'écriture est représenté sur la figure 4.2.03. Le générateur de synchronisation doit fournir 2 impulsions H' et H de même durée.

4.3. L'écriture conditionnelle.

4.3.a. Description.

Nous avons vu que le phénomène d'élargissement du domaine magnétique lors d'écritures multiples joue un rôle important sur les marges de fonctionnement. Dans les mémoires à lecture non destructive il est possible d'éliminer l'origine de ces perturbations en exploitant la mémoire de sorte qu'il ne soit possible d'écrire (du point de vue magnétique) qu'une seule fois la même information sur le même point-mémoire.

Nous opérons de la façon suivante : au moment du front de montée du courant de mot, les circuits de lecture sont validés, un circuit de comparaision n'actionnera le générateur de courant de digit que si l'information à écrire est différente de l'information lue.

Ce fonctionnement est possible car nous disposons d'un laps de temps entre l'apparition du signal de lecture (front de montée du courant de mot) et le moment où doit éventuellement apparaître le courant de digit, pour effectuer la comparaison (cf. figure 4.3.01).

Nous pouvons alors remarquer que les générateurs de courant de digit ne seront activés en moyenne qu'une écriture sur deux, et que le nombre d'écritures successives de la même information sur le même fil magnétique est limité au nombre de mots de la mémoire.

4.3.b. Circuits électroniques.

Le générateur de courant de digit est commandé comme dans le cas de l'écriture en mode simple-phase, mais avec en plus un bouclage de la sortie vers l'entrée. Ainsi, la lecture d'un '0' autorise l'écriture d'un '1' et interdit l'écriture d'un '0' (cf. figure 4.3.02).

Le cycle d'écriture correspondant (cf. figure 4.3.03) contient également une lecture.

4.4. Comparaison des divers procédés.

4.4.a. Marges de fonctionnement.

L'écriture en mode double-phase et l'écriture conditionnelle apportent une réduction appréciable des perturbations par écritures multiples. Ceci permet d'avoir de meilleures marges de fonctionnement en mémoire.

L'écriture en mode double-phase est une compensation : il faut pour cela que les 2 impulsions de courant de digit soient bien identiques en durée et en amplitude. Les fils sont souvent sensibles à toute dissymétrie, et en fait, il est difficile de faire mieux que quelques % (cf. figure 4.4.01 A).

L'écriture conditionnelle n'est pas une compensation mais fait disparaitre l'origine des perturbations, donc en théorie doit donner les meilleurs résultats.

En comptant les diverses impulsions nous pouvons établir le tableau suivant où N représente le nombre maximum d'écritures successives de la même information sur le même point-mémoire, et où T est le rapport moyen de la fréquence des écritures élémentaires à la fréquence des ordres d'écriture.

Mode	simple-phase	double-phase	écriture conditionnelle
N	∞	2	1
T	1	2	0,5

La figure 4.4.01 B représente les domaines de fonctionnement d'un même fil dans les mêmes conditions mais pour 3 tests correspondants aux 3 procédés d'écriture. Les résultats peuvent être assez différents suivant les fils, et surtout en ce qui concerne le mode double-phase où il est difficile d'assurer une dissymétrie très faible.

4.4.b. Performances de la mémoire.

En ce qui concerne le temps de cycle d'écriture, par analyse des durées des différentes impulsions et des temps de transfert, il apparait que le mode simple-phase est le plus rapide. En ce qui concerne le mode double-phase et l'écriture conditionnelle, les temps sont comparables avec un léger avantage pour l'écriture conditionnelle.

A titre d'exemple, nous pouvons considérer les cycles représentés sur la figure 4.4.02. L'allongement du temps de cycle d'écriture est égal à l'allongement de l'impulsion de courant de mot, c'est-à-dire 80 ns pour l'écriture conditionnelle et 120 ns pour le mode double-phase.

De même, l'analyse des différentes impulsions permet d'évaluer les différences de consommation entre les différents procédés. Une impulsion de courant de digit consomme environ 60 nJ, et le courant de mot 12 nJ/ns. Une mémoire comportant 36 chaînes de lecture/écriture fonctionnant simultanément consommera par écriture :

- 60 nJ de plus en écriture conditionnelle qu'en mode simple-phase
- 3 240 nJ en mode double-phase qu'en mode simple-phase.

Un fonctionnement à 2.10^6 écritures par seconde correspondra par rapport au mode simple-phase à une augmentation de consommation de 0,12 W en écriture conditionnelle et de 6,48 W en mode double-phase.

Dans certaines configurations, l'écriture conditionnelle peut apporter une diminution de la consommation par rapport au mode simple-phase ; par contre, dans les applications où l'alimentation des amplificateurs de lecture est pulsée, la nécessité de lire avant chaque écriture conduira à une augmentation de la consommation plus importante.

Le procédé d'écriture a également une répercussion sur la durée de test de la mémoire. Les tests se font de la manière suivante :

-histoire ou saturation en s coups sur tous les mots,
- écriture en 1 coup sur les mots d'adresse paire,
- perturbations en p coups sur tous les mots,
- lecture et comparaison en 1 coups sur les mots d'adresse paire.

Puis nous inversons les adresses paires et impaires, et la polarité de l'information. Le temps de test est alors :

$$T = 2\ mt\ (2\ s + 2\ p + 1 + 1)$$

m : nombre de mots
t : durée d'une opération élémentaire.

Pour simuler le mode simple-phase ou le mode double-phase, nous devrons faire un grand nombre de perturbations, alors que pour simuler l'écriture conditionnelle ce nombre pourra être réduit à quelques unités. Ainsi :

- en simple ou double-phase $T \simeq 2\ mt\ (2\ p + 2\ s + 1)$
- en écriture conditionnelle $T \simeq 2\ mt\ (2\ s + 1)$

Souvent en pratique $s = l = 10^3$ et $p = 4$ ou 16.10^3, ce qui donne :

- en simple ou double-phase $T \simeq 22$ ou $70.10^3\ mt$
- en écriture conditionnelle $T \simeq 6.10^3\ mt$.

Ainsi, l'écriture conditionnelle permet d'effectuer des tests beaucoup plus rapides que les autres procédés d'écriture.

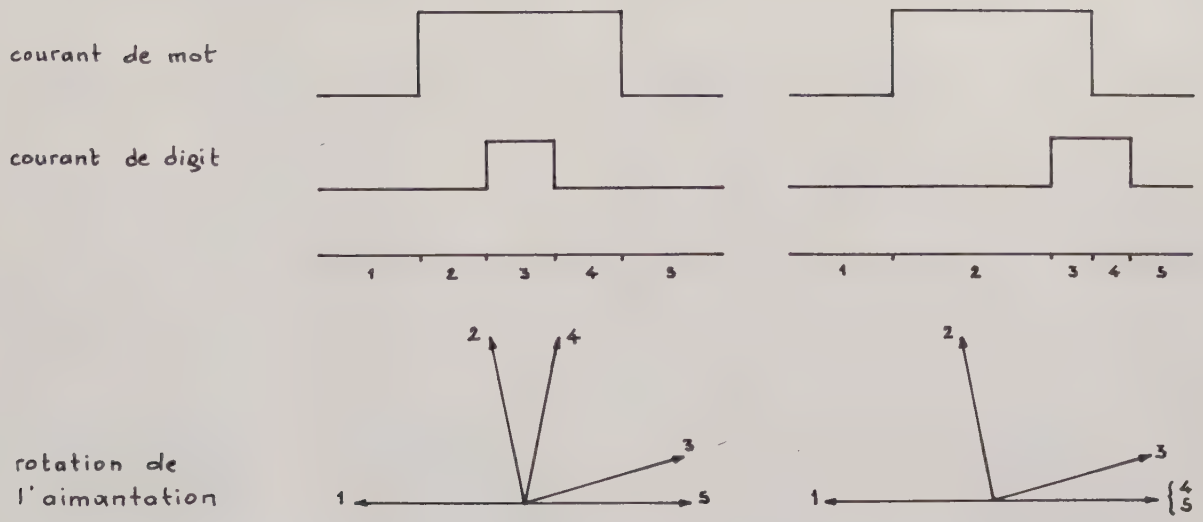


Figure 4.1.01 - CALAGE DES IMPULSIONS EN ECRITURE.

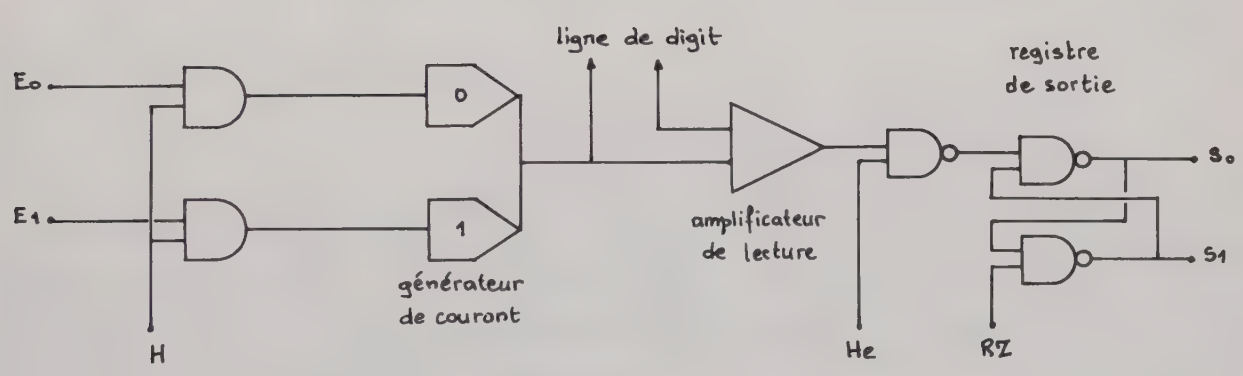


Figure 4.1.02 - CIRCUIT DE DIGIT (SIMPLE-PHASE)

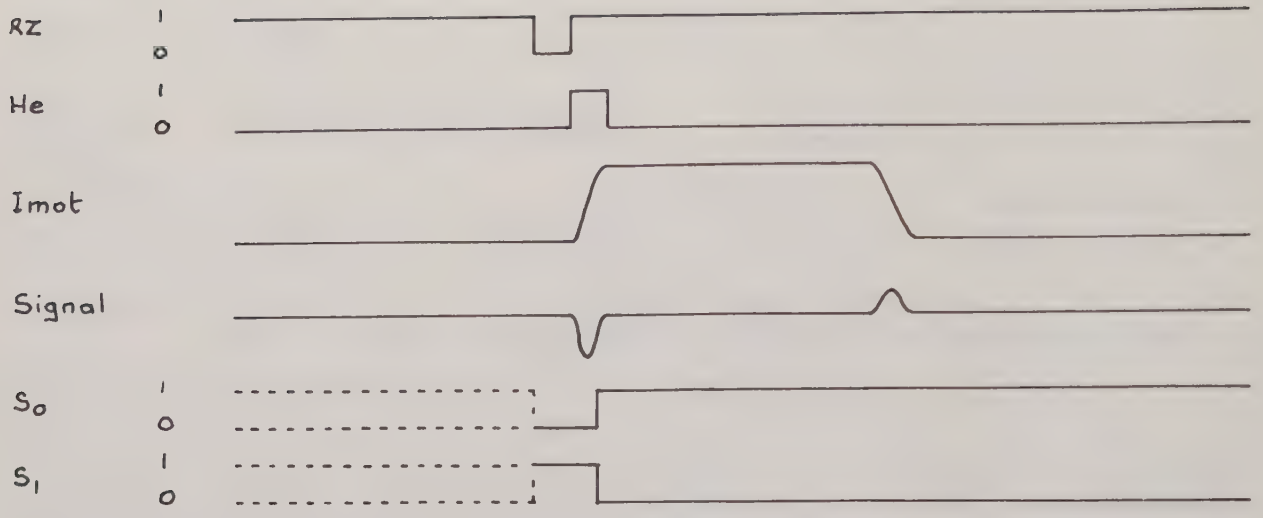


Figure 4.1.03 - CYCLE DE LECTURE : exemple représenté : lecture d'un '0'

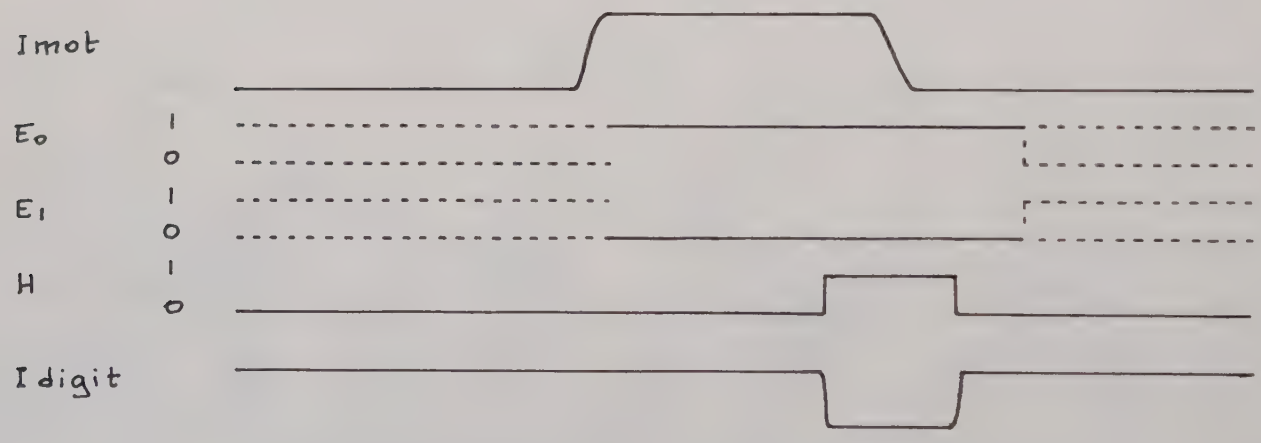
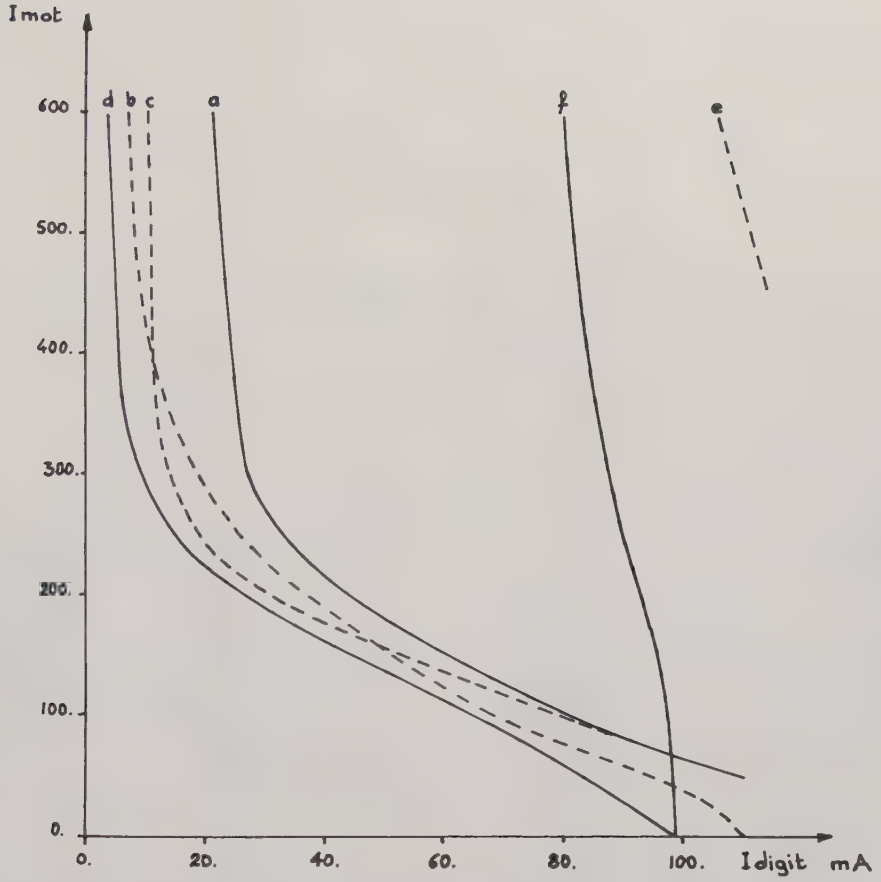


Figure 4.1.04 - CYCLE D'ECRITURE EN MODE SIMPLE-PHASE.



Courbe externe

écriture en 1 coup : a

écriture en 10^4 coups : b

Courbe interne

1 perturbation : c

10^4 perturbations : d

Limite de perturbation des voisins

1 perturbation : e

10^4 perturbations : f

Figure 4.1.05 - COURBES CRITIQUES.

Nombre de perturbations :

a : 1
b : 10^3
c : 4.10^3
d : 16.10^3
e : 64.10^3

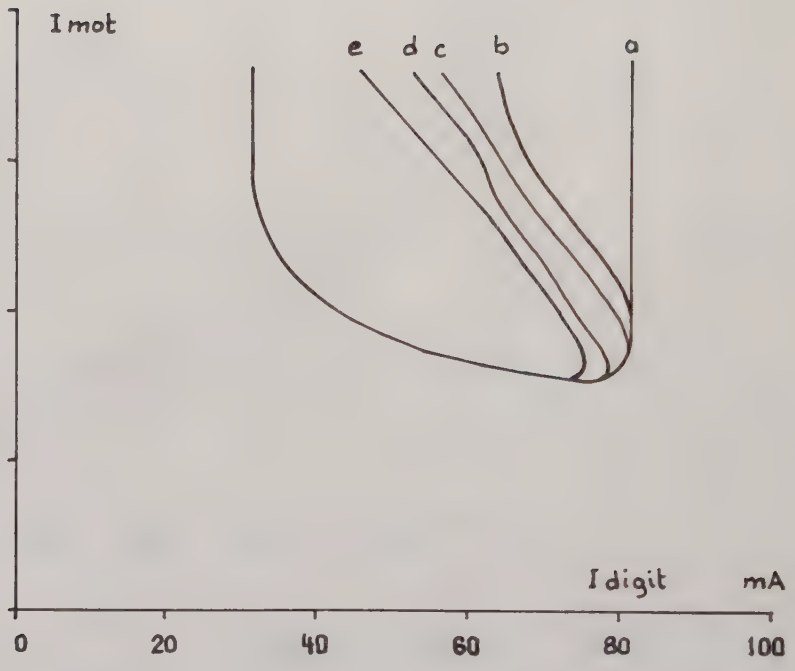


Figure 4.1.06 - DOMAINES DE FONCTIONNEMENT (INFLUENCE DU NOMBRE DE PERTURBATIONS)

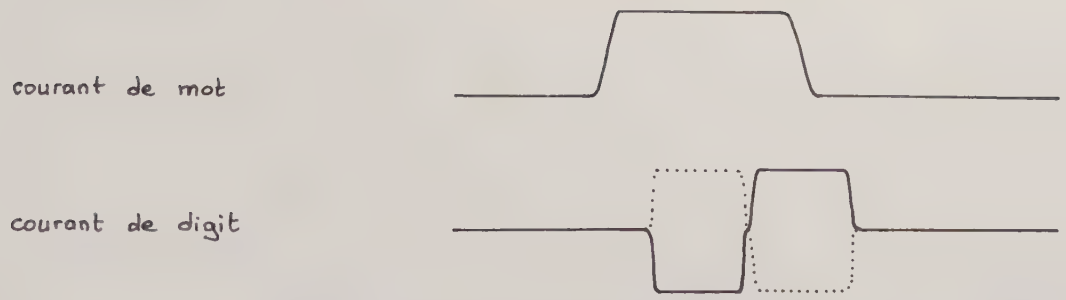


Figure 4.2.01 - ECRITURE EN MODE DOUBLE-PHASE

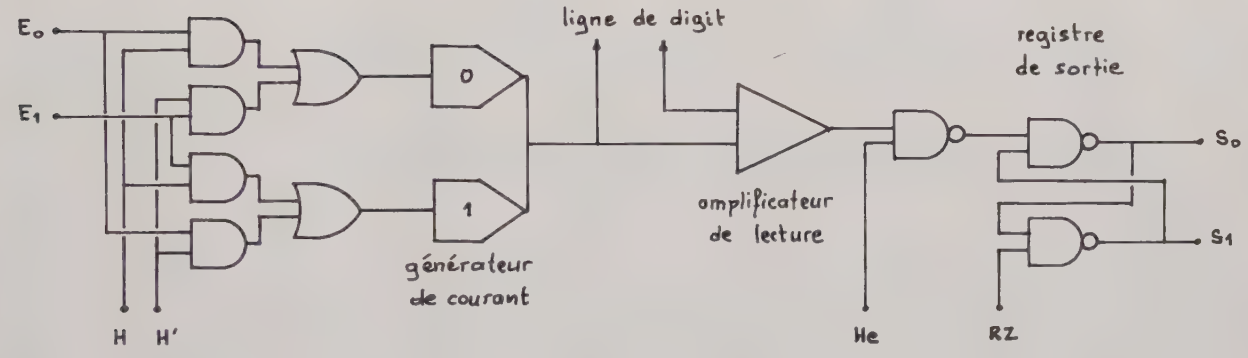


Figure 4.2.02 - CIRCUIT DE DIGIT (DOUBLE-PHASE)

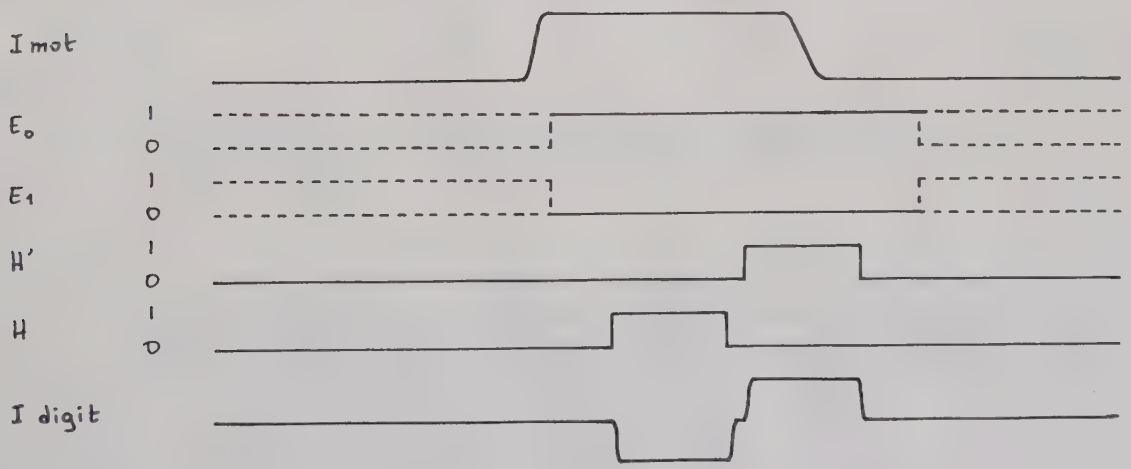


Figure 4.2.03 - CYCLE D'ECRITURE EN MODE DOUBLE-PHASE.

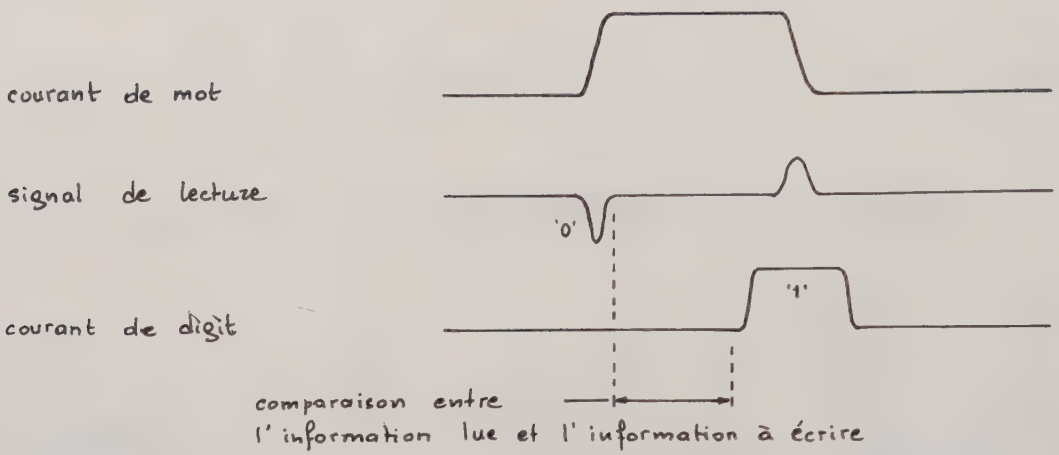


Figure 4.3.01 - ECRITURE CONDITIONNELLE

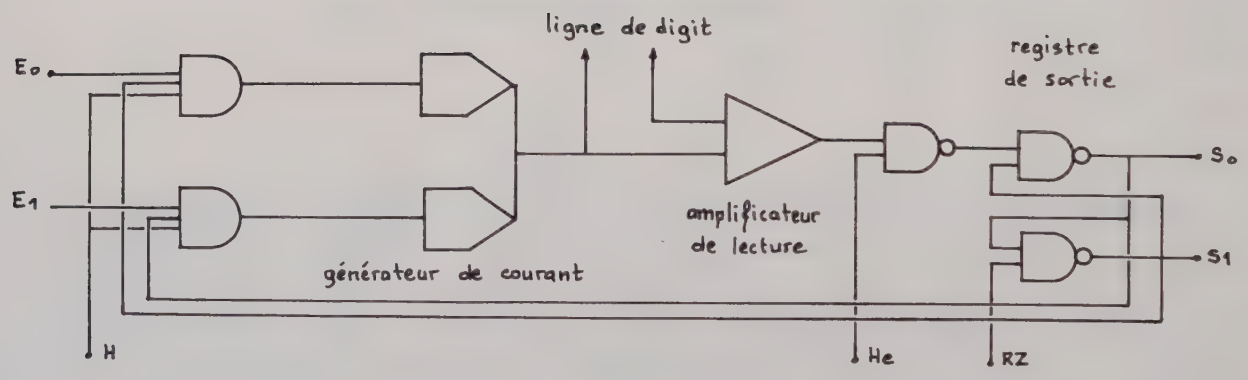


Figure 4.3.02 - CIRCUIT DE DIGIT (ECRITURE CONDITIONNELLE)

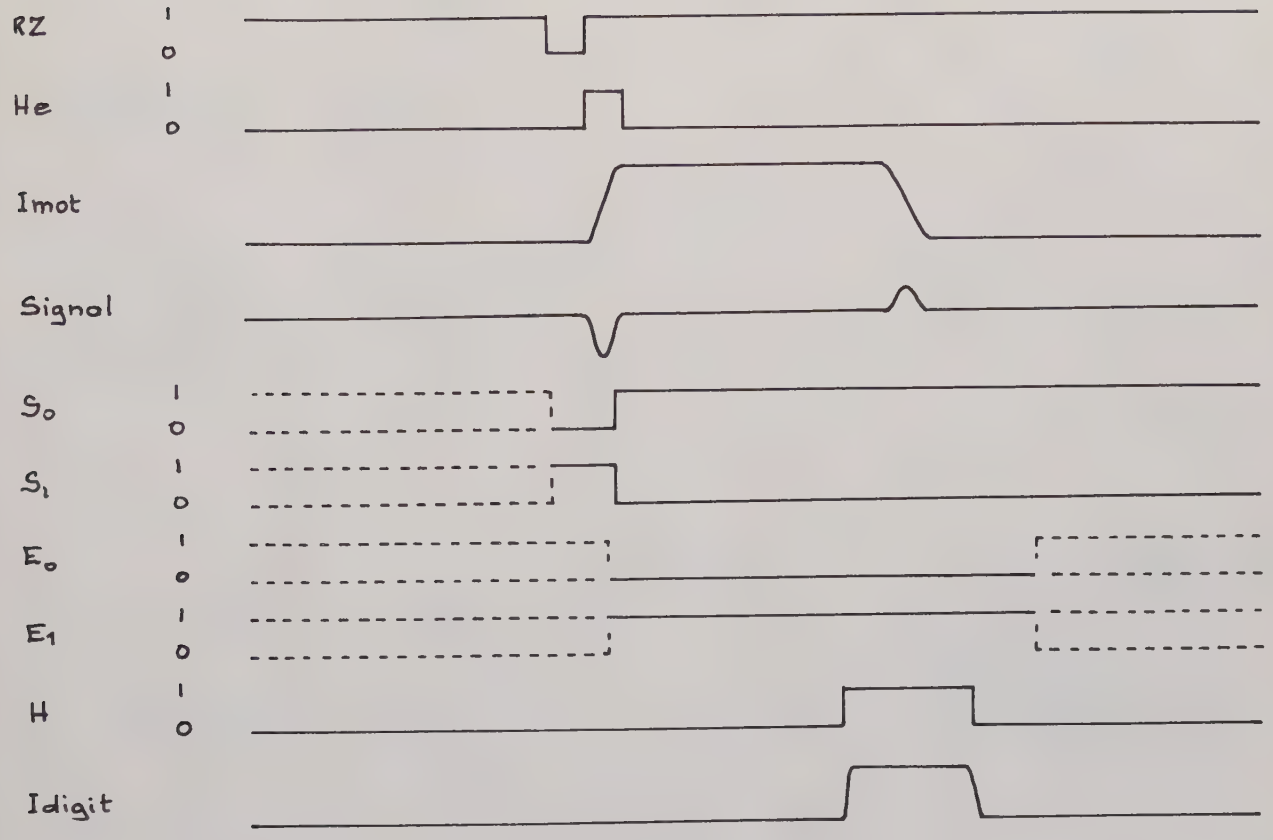
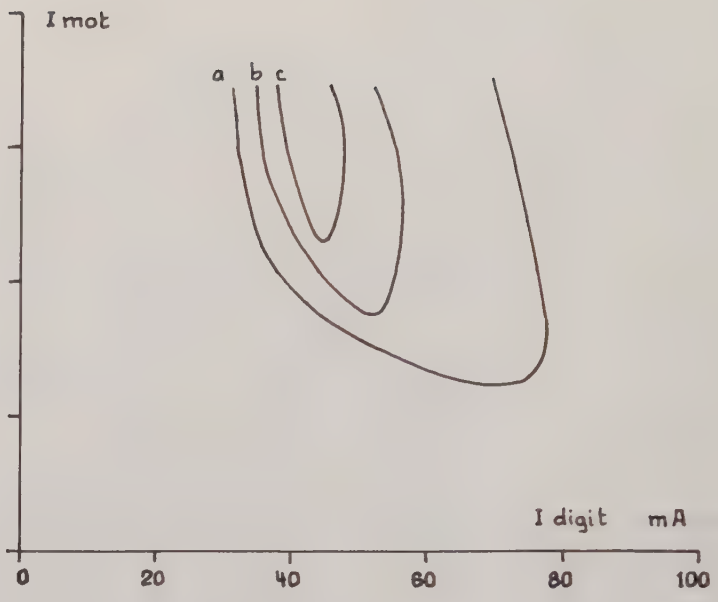


Figure 4.3.03 - CYCLE D'ECRITURE CONDITIONNELLE

A - Influence de la dissymétrie d'amplitude du courant de digit

a : 0
b : 10 %
c : 20 %



B - Influence du test

a : mode simple-phase
b : mode double-phase
c : écriture conditionnelle

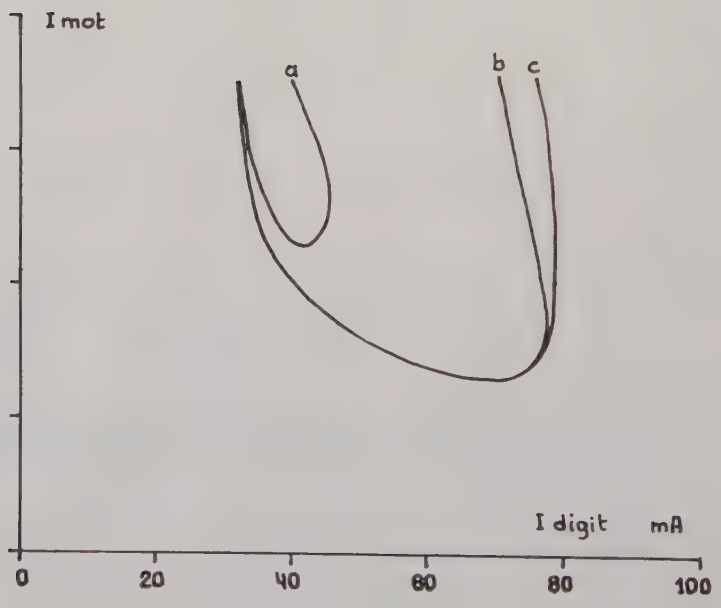


Figure 4.4.01 - DOMAINES DE FONCTIONNEMENT.

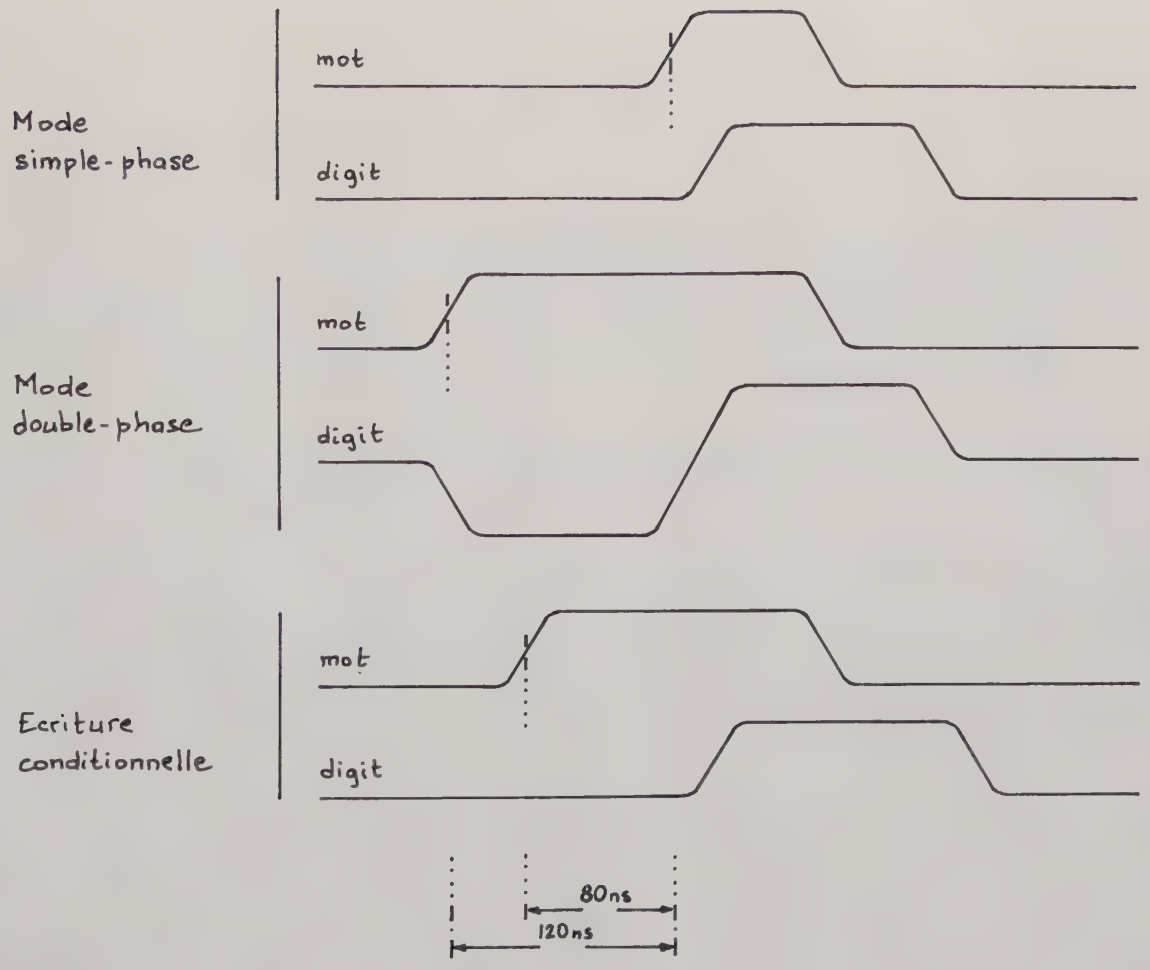


Figure 4.4.02 - TEMPS DE CYCLE.

5. SELECTION $2\frac{1}{2}$ D

5.1. Problèmes liés au multiplexage [25].

L'outil essentiel de la sélection $2\frac{1}{2}$ D dans les mémoires à fils est le multiplexeur. Cet élément doit être capable de commuter successivement les signaux de lecture sans atténuation ni bruits parasites, et les courants d'écriture ($\pm$ 50 mA) sans déformation.

Deux solutions existent actuellement pour réaliser cette commutation :

- transistors doubles complémentaires (PNP-NPN) montés tête-bêche,
- transistors MOS.

La solution à transistors complémentaires nécessite, si les amplificateurs de lecture sont à liaison directe, un appairage des transistors pour que la tension de décalage soit négligeable devant le signal. D'autre part cette solution est difficilement intégrable.

La solution à transistors MOS nécessite des composants très performants :

- résistance passante de l'ordre de 20 Ω au moins,
- capacités parasites très faibles.

5.2. Configuration à 1 point par bit.

La figure 5.2.01 représente deux montages possibles à 1 point par bit. Dans le cas de lignes courtes (par exemple $\leqslant$ 1 mètre), les résistances d'adaptation ne sont plus nécessaires.

De façon à équilibrer les 2 voies de l'amplificateur différentiel, nous disposerons sur le fil de compensation un transistor interrupteur ou un réseau à résistances-capacités équivalent.

5.3. Configuration à 2 points par bit.

5.3.a. Aspect général.

Une configuration à 2 points par bit permet de doubler l'amplitude du signal de lecture au détriment de la densité dans le sens des fils magnétiques.

En effet, si dans une configuration à 1 point par bit, le facteur de regroupement est n (c'est-à-dire qu'il y a n fils magnétiques pour un fil de compensation), la densité est diminuée dans le rapport :

$$\frac{n+1}{2n} \quad \text{(en pratique } n = 4,\ 8 \text{ ou } 16\text{).}$$

Une solution pour le multiplexage consisterait à utiliser 2 interrupteurs par ligne de digit (c'est-à-dire un interrupteur par fil magnétique) comme le montre la figure 5.3.01.

La solution que nous proposons ici consiste à disposer un interrupteur en bout de chaque ligne de digit (cf. figure 5.3.02). Ce montage est plus intéressant que le précédent en ce qui concerne le nombre d'interrupteurs.

Nous avons alors un réseau de lignes désadaptées, et cette solution n'est envisageable que pour des lignes de digit courtes et par conséquent des mémoires de petite capacité (10^4 à 10^5 bits).

Les évaluations économiques ayant montré que la sélection $2\frac{1}{2}$ D était avantageuse surtout pour les petites et moyennes capacités, la solution proposée devient particulièrement intéressante.

Un autre avantage réside dans la simplicité des interconnexions entre les fils magnétiques et les circuits d'écriture/lecture.

5.3.b. Calcul des parasites.

Le fait d'avoir un réseau de lignes désadaptées conduit à une mauvaise propagation du signal de la ligne sélectionnée vers l'amplificateur de lecture, et à une propagation parasite des signaux apparaissant sur les lignes non-sélectionnées.

En considérant le schéma de la figure 5.3.03, nous sommes amenés à considérer deux transmittances

$$T_u = \frac{e}{e_n} \quad \text{propagation utile}$$

$$T_p = \frac{e}{e_p} \quad \text{propagation parasite}$$

La variable x représente la position du mot lu :

x = 0 lecture du mot le plus proche des circuits d'écriture/lecture

x = 1 lecture du mot le plus proche des interrupteurs.

Les expressions formelles des transmittances T_u et T_p se trouvent en ANNEXE V. Les calculs n'ont pu être effectués qu'en régime sinusoïdal.

Nous avons utilisé 3 valeurs de x (0,1 ; 0,5 et 0,9), les caractéristique de la structure standard et celle des interrupteurs disponibles :

Structure standard :

- capacité linéique 55 pF/m
- résistance linéique 6 Ω/m
- inductance linéique 0,5 μH/m

Interrupteurs à transistors MOS :

- capacité parasite Drain-Source : 10 pF
- résistance passante 18 Ω

Longueur de ligne l = 38 cm

Résistance de charge Z = 90 Ω.

Les problèmes de propagation des signaux apparaissent sur les figures 5.3.04 et 5.3.05 qui représentent les modules de T_u et T_p pour des lignes de 38 cm, pour une charge Z = 90 Ω, et pour 2 facteurs de regroupement (n = 4 et 8).

5.3.c. Enregistrement des signaux

La figure 5.3.06 représente des signaux de lecture recueillis pour deux facteurs de regroupement (n = 4 et 8) et les paramètres suivants :

- longueur de ligne l = 30 cm
- interrupteurs résistance passante = 27 à 30 Ω
  capacité parasite = 10 pF
- résistance de charge Z = 90 Ω.

Suivant les polarités relatives des informations enregistrées sur la ligne sélectionnée et sur les lignes non sélectionnées, les signaux parasites auront un effet défavorable (cf. courbes a) ou favorable (cf. courbes b).

Ces mesures ont été faites avec des forces électromotrices e_u et e_p d'égale amplitude. Pour nous placer dans le pire cas, nous devrions avoir un rapport d'amplitude e_p/e_u égal au rapport entre un signal sur un point-mémoire saturé et un signal sur un point-mémoire perturbé (sur la structure standard ce rapport avoisinne 2).

Malgré le peu de résultats que nous avons, il semble possible d'effectuer un regroupement de 4 ou 8 sur des lignes de 30 cm. Ceci semble suffisant pour envisager des modules de mémoire de capacité intéressante (10^4 à 10^5 bits).

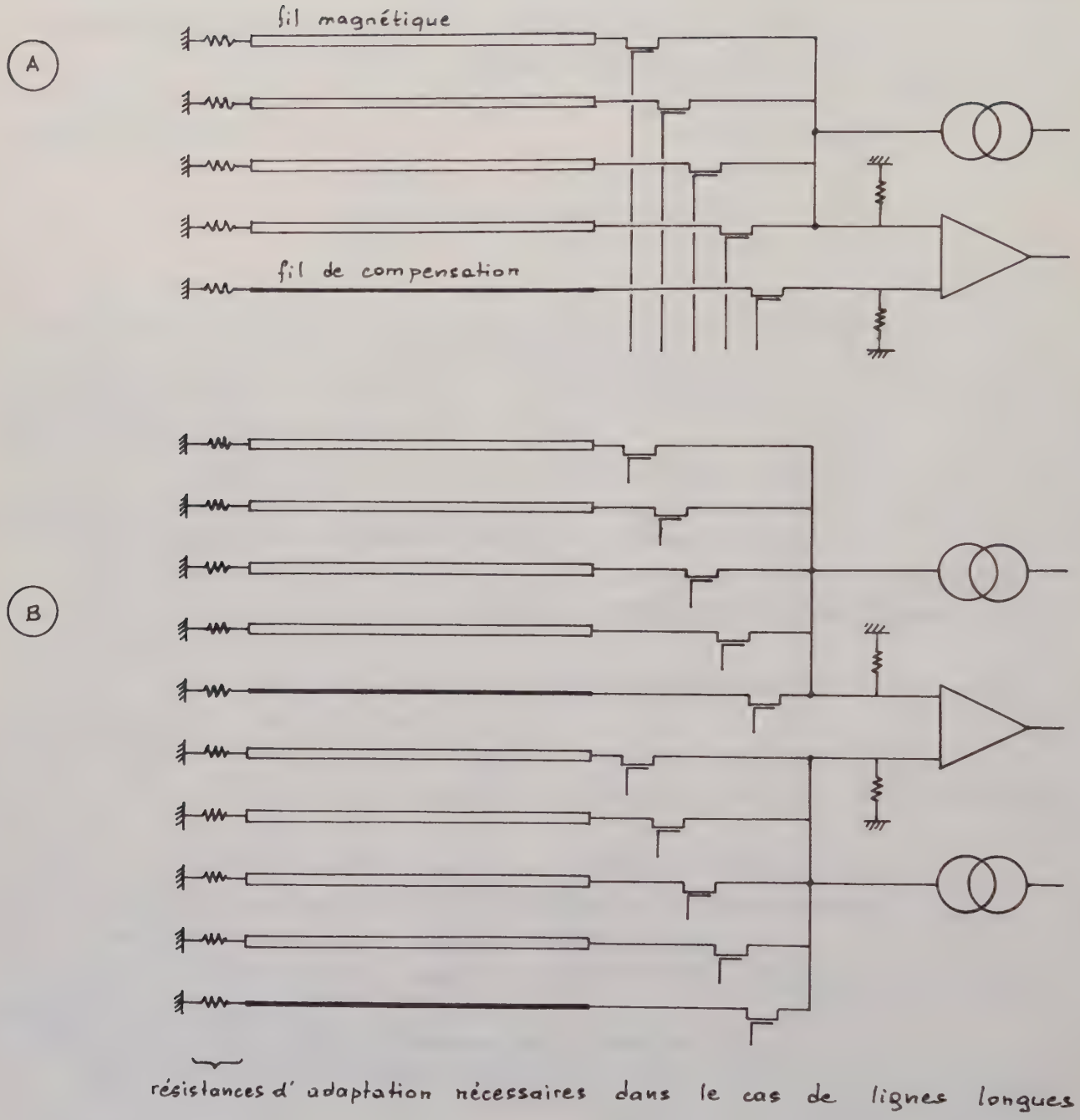


Figure 5.2.01 - CONFIGURATION A 1 POINT PAR BIT.

Solution à 2 interrupteurs par ligne de digit

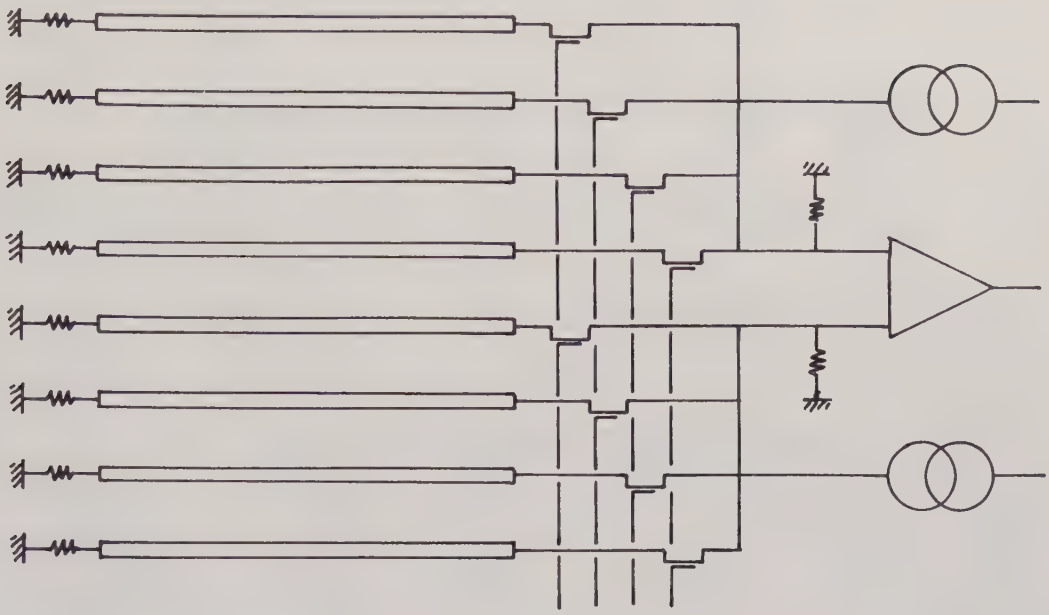


Figure 5.3.01 - CONFIGURATION A 2 POINTS PAR BIT

Solution à 1 interrupteur par ligne de digit.

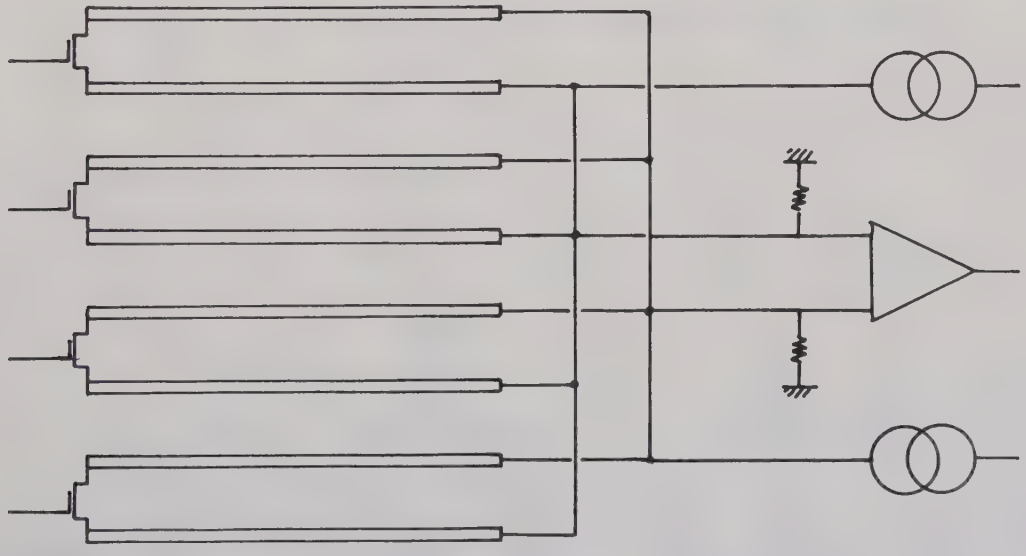


Figure 5.3.02 - CONFIGURATION A 2 POINTS PAR BIT.

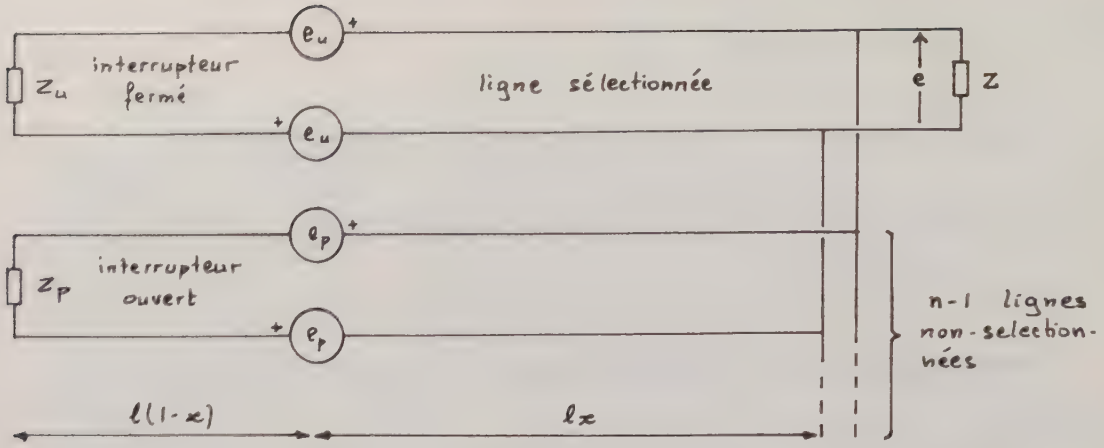


Figure 5.3.03 - SCHEMA EQUIVALENT

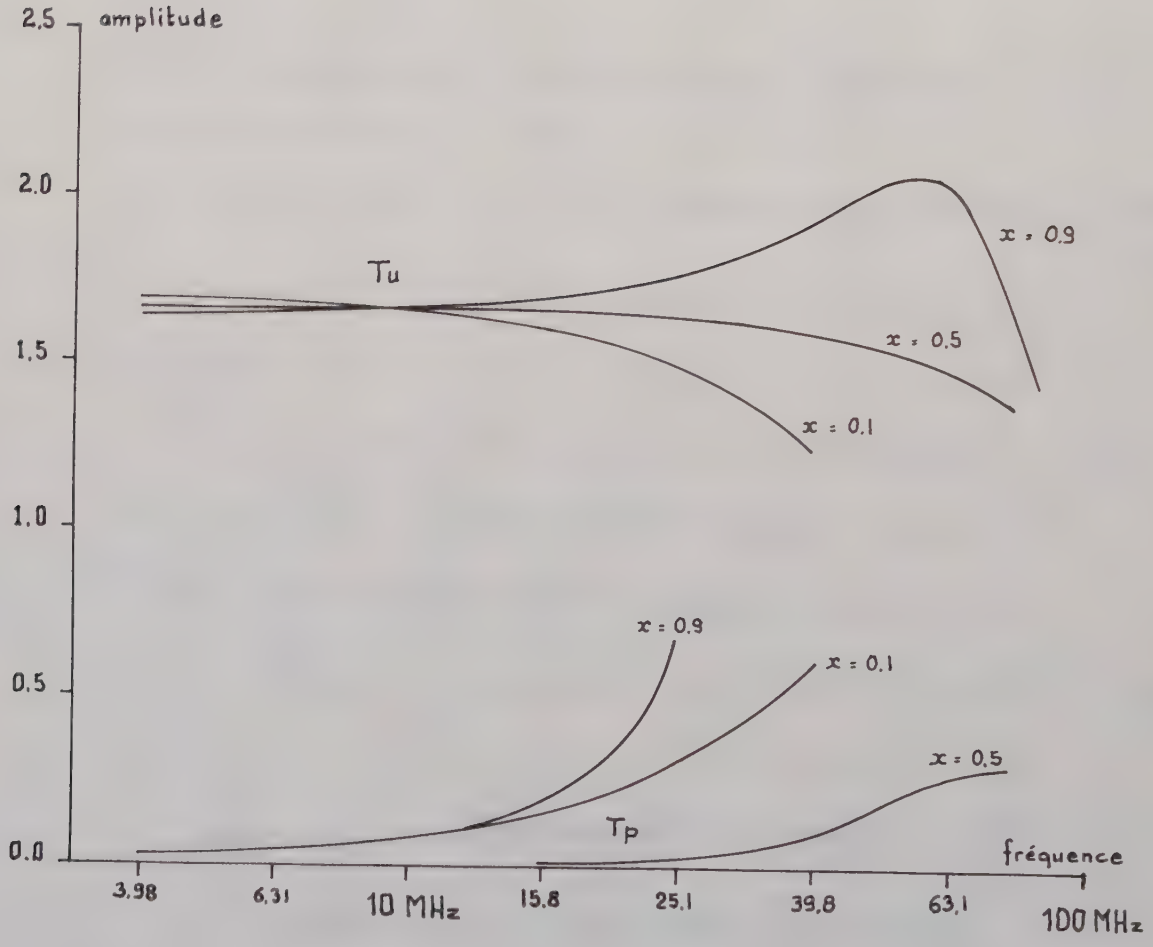


Figure 5.3.04 - REPONSE FREQUENTIELLE. N = 4

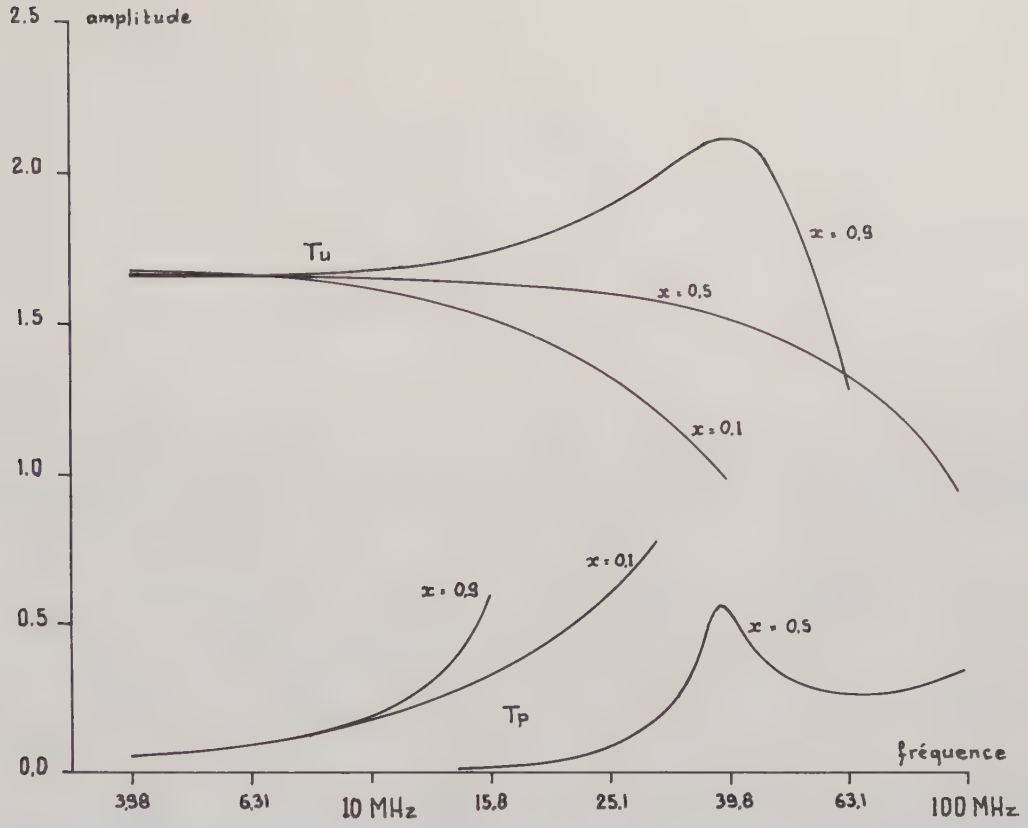


Figure 5.3.05 - REPONSE FREQUENTIELLE N = 8

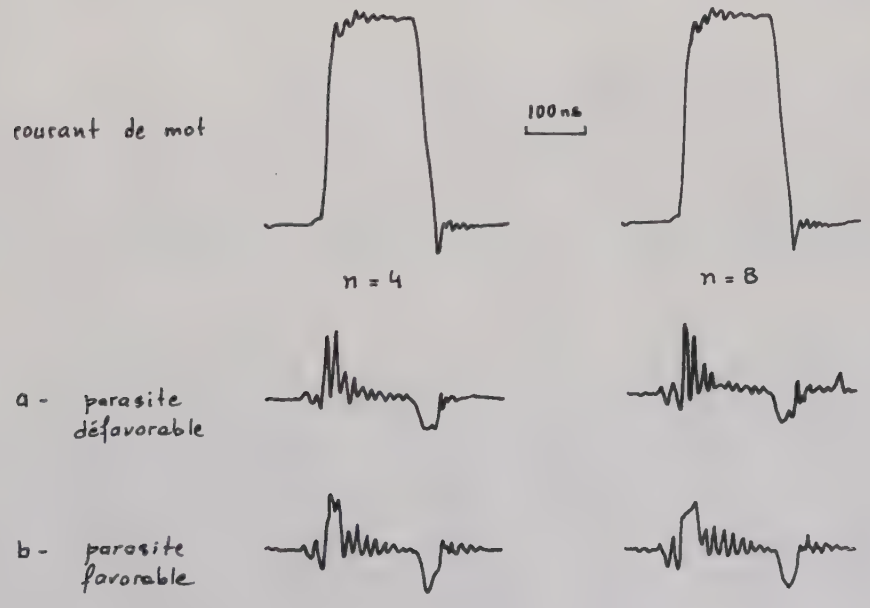


Figure 5.3.06 - SIGNAUX RECUEILLIS.

CONCLUSION.

Pour exprimer l'incertitude qui règne en pratique sur la position des parois des domaines magnétiques, de nombreux auteurs abordent le problème des perturbations essentiellement en écriture.

Notre point de départ était différent et consistait à rechercher les meilleures conditions de lecture d'un domaine magnétique de largeur donnée.

Le problème de localisation du champ magnétique créé par les conducteurs de mot ayant été résolu en ce qui concerne la lecture, nous pouvions penser qu'il en serait de même à l'écriture.

De fait, nous avons vu qu'une structure donnant de bons résultats de simulation en lecture, donnait également de bons résultats expérimentaux en lecture et en écriture.

Les structures au pas de 0,9 et 0,8 mm que nous avons construites à la suite de cette étude, supportent avantageusement la comparaison avec les structures existantes où le pas est de 1,27 à 2 mm.

Ces résultats ont été grandement facilités par le procédé de bobinage des nappes de conducteurs de mot mis au point au LETI, et qui donne une grande liberté dans l'architecture du point-mémoire.

Les moyens de calcul permettant de simuler une structure, les procédés d'écriture améliorant les marges de fonctionnement, les configurations où la sélection $2\frac{1}{2}$ D peut apporter une économie substantielle, et les moyens d'exploitation des résultats de test dont nous disposons maintenant devraient permettre d'envisager les solutions les mieux adaptées aux différents problèmes de mémorisation qui peuvent être résolus avec des mémoires à fils magnétiques.

ANNEXE I

Courbes d'aimantation

Reprenons le calcul de la position d'équilibre de l'aimantation :

$$\frac{\partial E}{\partial \theta} = 0 \qquad \text{, ce qui conduit à :}$$

$$\frac{H_x/H_k}{M_x/M} - \frac{H_y/H_k}{M_y/M} + 1 = 0$$

Or : $x/a + y/b - 1 = 0$ est l'équation d'une droite passant par les points $(a, 0)$ et $(0, b)$. Nous pouvons en déduire que dans un repère normé, les pointes $(- M_x/M, 0)$, $(0, M_y/M)$ et $(H_x/H_k , H_y/H_k)$ sont alignés.

De plus le segment $[(- M_x/M, 0), (0, M_y/M)]$ est de longueur 1, il est donc tangent à l'astroïde qui constitue la courbe critique (cf. figure 1.3.03).

Considérons les nouvelles variables :

$$m_x = M_x/M \qquad h_x = H_x/H_k$$

$$m_y = M_y/M \qquad h_y = H_y/H_k$$

Le système à résoudre est alors :

$$\frac{h_x}{m_x} - \frac{h_y}{m_y} + 1 = 0$$

$$m_x^2 + m_y^2 = 1$$

Dans la direction difficile nous avons :

$$h_y = m_y \left[1 \pm \frac{h_x}{\sqrt{1 - m_y^2}} \right]$$

et dans la direction facile :

$$h_x = - m_x \left[1 \pm \frac{h_y}{\sqrt{1 - m_x^2}} \right]$$

Nous avons donc un réseau de courbes correspondant à l'équation :

$$x = \pm y \left[1 \pm \frac{p}{\sqrt{1 - y^2}} \right]$$

dont nous devons éliminer les parties correspondant à des équilibres instables comme le montrent les figures 1.2.04 et 1.2.05.

ANNEXE II

Mesure du champ d'anisotropie H_k .

Nous avons vu que le champ d'anisotropie H_k était le champ qui sature la couche magnétique dans la direction de difficile aimantation. Jusqu'à présent, c'est ce principe qui était utilisé pour déterminer la valeur de H_k.

Nous disposions pour cette mesure d'un appareillage permettant de visualiser sur l'écran d'un oscilloscope un cycle $< B ; H >$ dans la direction difficile. Pour repérer la valeur du champ de saturation nous nous heurtions à 3 problèmes :

- le cycle est arrondi si bien qu'il est difficile de repérer le point exact de saturation,
- nous disposons de la valeur du courant qui passe dans la bobine d'excitation et il n'est pas très facile d'en déduire le champ correspondant avec une bonne précision,
- bien que la longueur de fil magnétique soumise au champ d'excitation soit importante, il apparait quand même un champ démagnétisant qui fausse la mesure.

En reprenant la théorie élémentaire des couches magnétiques minces (cf. parag. 1.3.b), nous obtenons dans 2 cas différents :

$$M_y = M \frac{H_y}{H_k} \quad \text{lorsque} \quad \begin{cases} H_x = 0 \\ |H_y| < H_k \end{cases}$$

$$M_y = M \frac{H_y}{2 H_k} \quad \text{lorsque} \quad \begin{cases} H_x = H_k \\ |H_y| \ll H_k \end{cases}$$

Le principe de la mesure de H_k est alors le suivant. Nous utilisons le même appareillage, mais avec une excitation réduite et la possibilité d'appliquer un courant continu dans le fil magnétique. Nous réglons alors ce courant, I_{dk} , de façon à avoir sur l'écran, une droite de pente moitié par rapport à celle que l'on obtient sans courant dans le fil. Nous écrivons alors que le courant I_{dk} crée un champ égal à H_k dans la direction facile :

$$H_k = \frac{I_{dk}}{2 \pi r}$$ r : rayon du fil magnétique.

Dans la direction facile, le flux étant fermé, nous n'avons pas à nous préoccuper de champ démagnétisant.

ANNEXE III

Calcul du champ démagnétisant sur un film cylindrique.

Considérons un film cylindrique d'épaisseur e, de rayon r, aimanté dans la direction axiale z et où l'aimantation ne dépend que de z (cf. figure 2.2.01).

Le champ démagnétisant s'écrit :

$$\overrightarrow{H_M} = - \frac{1}{4 \pi \mu_o} \int \operatorname{div} \overrightarrow{M} \cdot \frac{\overrightarrow{R}}{R^3} \cdot d\ vol$$

L'épaisseur du film étant très faible devant son rayon, nous posons :

$$d\ vol = e \cdot r \cdot dz \cdot d\gamma$$

$$R = \left[(z - Z)^2 + 4 R^2 \sin^2 \frac{\gamma}{2} \right]^{1/2}$$

Puisque l'aimantation ne dépend que de z :

$$\operatorname{div} \overrightarrow{M} = \frac{d M_z}{dz}$$

Calculons le champ démagnétisant en un point P (de cote Z) du film magnétique. La composante longitudinale H_{Mz} qui seule nous intéresse, est alors :

$$H_{Mz}(Z) = \frac{-1}{4 \pi \mu_o} \int_{z=-\infty}^{+\infty} \int_{\gamma=0}^{2\pi} \frac{d M_z(z)}{dz} \frac{r.e.(z - Z)}{\left[(z - Z)^2 + 4 r^2 \sin^2 \frac{\gamma}{2}\right]^{3/2}} dz.d\gamma$$

Pour poursuivre les calculs, nous considérerons une répartition périodique de l'aimantation, de période λ , et symétrique par rapport au plan z = 0

$$M_z(z) = M \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot \cos \frac{2 \pi n z}{\lambda}$$

$$\frac{\partial M_z(z)}{\partial z} = - \frac{2 \pi M}{\lambda} \sum_{n=0}^{\infty} n\ b_n \sin \frac{2 \pi n z}{\lambda}$$

Alors :

$$H_{Mz}(Z) = \frac{M}{2\mu_o\lambda} \int_{z=-\infty}^{+\infty} \int_{\gamma=0}^{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} n\, b_n \sin \frac{2\pi n z}{\lambda} \frac{r\, e\, (z - Z)}{[(z-Z)^2 + 4\, r^2 \sin^2 \frac{\gamma}{2}]^{3/2}} dz\, d\gamma$$

Effectuons le changement de variable : $z - Z \longrightarrow x$; nous obtenons une expression de la forme :

$$\sin \frac{2\pi n (x + Z)}{\lambda} \cdot \frac{x}{[x^2 + \ldots\ldots]^{3/2}}$$

Développons le terme en sinus :

$$\left(\sin \frac{2\pi n x}{\lambda} \cdot \cos \frac{2\pi n Z}{\lambda} + \sin \frac{2\pi n Z}{\lambda} \cdot \cos \frac{2\pi n x}{\lambda} \right) \cdot \frac{x}{[x^2 + \ldots.]^{3/2}}$$

L'intégrale du terme en $\cos \frac{2\pi n x}{\lambda}$ donne 0.

Il reste :

$$H_{Mz}(Z) = \frac{e\, r\, M}{2\lambda\mu_o} \sum_{n=0}^{\infty} \left[n\, b_n \cos \frac{2\pi n Z}{\lambda} \cdot \int_{x=-\infty}^{+\infty} \int_{\gamma=0}^{2\pi} \frac{x \sin \frac{2\pi n x}{\lambda}}{[x^2 + 4\, r^2 \sin^2 \frac{\gamma}{2}]^{3/2}} \cdot dx \cdot d\gamma \right]$$

Nous pouvons alors écrire $H_{Mz}(Z)$ sous la forme d'une série de Fourier :

$$H_{Mz}(Z) = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n b_n \cos \frac{2\pi n Z}{\lambda}$$

$$\text{avec } \alpha_n = \frac{e\, r\, M\, n}{2\lambda\mu_o} \int_{x=-\infty}^{+\infty} \int_{\gamma=0}^{2\pi} \frac{x \sin \frac{2\pi n x}{\lambda}}{[x^2 + 4\, r^2 \sin^2 \frac{\gamma}{2}]^{3/2}} dx\, d\gamma$$

Pour évaluer cette intégrale, effectuons le changement de variable $\frac{\gamma}{2} \longrightarrow \alpha$ et considérons les symétries de la fonction à intégrer :

$$\alpha_n = \frac{4\, e\, r\, M\, n}{\lambda\mu_o} \int_{x=0}^{+\infty} \int_{\alpha=0}^{\pi/2} \frac{x \sin \frac{2\pi n x}{\lambda}}{[x^2 + 4\, r^2 \sin^2 \alpha]^{3/2}} \cdot dx \cdot d\alpha$$

L'intégration en x se fait par parties

$$du = \frac{x\,dx}{(x^2 + 4\,r^2 \sin^2\alpha)^{3/2}} \qquad v = \sin \frac{2\pi n x}{\lambda}$$

$$u = -\frac{1}{\sqrt{x^2 + 4\,r^2 \sin^2\alpha}} \qquad dv = \frac{2\pi n}{\lambda} \cos \frac{2\pi n x}{\lambda}$$

Ainsi :

$$\alpha_n = \frac{4\,e\,r\,M\,n}{\lambda\,\mu_o} \int_{\alpha=0}^{\pi/2} \left\{ \underbrace{\left[\frac{-\sin \frac{2\pi n x}{\lambda}}{\sqrt{x^2 + 4\,r^2 \sin^2\alpha}} \right]_{x=0}^{+\infty}}_{=0} + \int_{x=0}^{+\infty} \frac{\frac{2\pi n}{\lambda} \cos \frac{2\pi n x}{\lambda}}{\sqrt{x^2 + 4\,r^2 \sin^2\alpha}}\,dx \right\} d\alpha$$

L'intégration du second terme donne une fonction de Bessel modifiée. Sachant que :

$$K_o(x) = \int_{t=0}^{+\infty} \frac{\cos xt}{\sqrt{t^2 + 1}}\,dt \qquad \text{pour } x > 0$$

nous obtenons :

$$\alpha_n = \frac{8\pi n^2\,M\,e\,r}{\mu_o\,\lambda^2} \int_{\alpha=0}^{\pi/2} K_o\left(\frac{4\pi n a}{\lambda} \sin\alpha\right) . d\alpha$$

Nous avons maintenant à calculer une intégrale de la forme :

$$I = \int_{t=0}^{\pi/2} K_o(2\,z \sin t)\,dt$$

En utilisant les définitions suivantes :

$$I_o(z) = J_o(iz)$$

$$K_o(z) = \frac{i\pi}{2} \left[\quad_o(iz) + i\,Y_o(iz) \right]$$

et les résultats d'intégration suivants :

$$\int_o^{\pi/2} J_o(2\,z \sin t)\,dt = \frac{\pi}{2} J_o^2(z)$$

$$\int_o^{\pi/2} Y_o(2\,z \sin t)\,dt = \frac{\pi}{2} J_o(z)\,Y_o(z)$$

nous obtenons :

$$I = \frac{\pi}{2} \cdot I_o(z) \cdot K_o(z)$$

soit finalement :

$$\alpha_n = \frac{M e}{\mu_o r} \left(\frac{2\pi n r}{\lambda}\right)^2 \cdot I_o\left(\frac{2\pi n r}{\lambda}\right) \cdot K_o\left(\frac{2\pi n r}{\lambda}\right)$$

ANNEXE IV

Testeur automatique de mémoire : programme d'exploitation.

Le programme d'exploitation des cartes issues du testeur est écrit en Fortran IV (800 cartes), utilise la bibliothèque de tracé BG et occupe environ 250 K octets de mémoire.

Le programme principal a pour rôle de :

- lire les données préliminaire,
- lire et contrôler les cartes issues du testeur (1 000 au maximum)
- lire les cartes d'ordre (identification du traitement à effectuer et des divers éléments de sélection et de classement),
- sélectionner et classer les domaines de fonctionnement,
- appeler les sous-programmes de traitement.

Les cartes d'ordres sont établies de la façon suivante :

A col. 1 à 12	B col. 13 à 24	N col. 25 à 27	Signification
nom du traitement	option	option	spécification du traitement à éxécuter
SERIE	nom de série		sélection d'une série de fils (1 seul nom)
SELECTION*	nom de paramètre*	valeur de paramètre	sélection sur une valeur d'un paramètre
CLASSEMENT*	nom de paramètre		classement par valeurs d'un paramètre
EXECUTER			dernière carte d'ordres d'un traitement
FIN			fin

* : lorsque plusieurs cartes d'ordre consécutives ont le même mot-clé, celui-ci peut être omis.

Les cartes d'ordres de sélection et de classement sont facultatives. Un même paramètre peut faire l'objet à la fois d'une sélection (sur plusieurs valeurs) et d'un classement.

Les cartes d'ordres définissant les traitements à effectuer sont établies de la façon suivante :

A	traitement	B	option	N	option
QUALITE	critère de qualité				
		MOYENNE	calcul de la moyenne sur chaque groupe		
DOMAINE	tracé des domaines de fonctionnement		sur imprimante		
		BENSON	sur traceur digital		I mot : 200 à 600 mA
				1	I mot : 200 à 1000 mA
INTER.POL	intersection sur les 2 polarités				
		PERFORER	perforation des nouveaux domaines		
INTERSEC	intersection des domaines par groupes		tracé sur imprimante		
		STOCK	mémorisation		paramètres indéterminés
		BENSON	tracé sur traceur digital		I mot : 200 à 600 mA
				1	I mot : 200 à 1000 mA
COUPE	marges en courant de digit				courant de mot (mA)

Les sous-programmes de traitement (FILIA, FIL2A, FIL3A, FIL4A et FIL5A) utilisent un certain nombre de sous-programmes utilitaires :

SQUAL : Calcul du critère de qualité d'un domaine.

IMPRIM : Impression côte à côte sur l'imprimante, de 2 domaines.

LISSE : Lissage d'un domaine

TCAG : Tracé du cadre, des axes et des graduations.

TDO1 : Tracé de 6 domaines.

CMOT : Coupe d'un domaine (marge en courant de digit) pour une valeur de courant de mot.

SPECTI : Tracé d'un histogramme sur imprimante.

La figure IV.1 représente l'imbrication des différentes unités du programme , les figures IV.2, 3 et 4 l'organigramme simplifié du programme principal, et la figure IV.5 l'organisation générale d'un sous-programme de traitement.

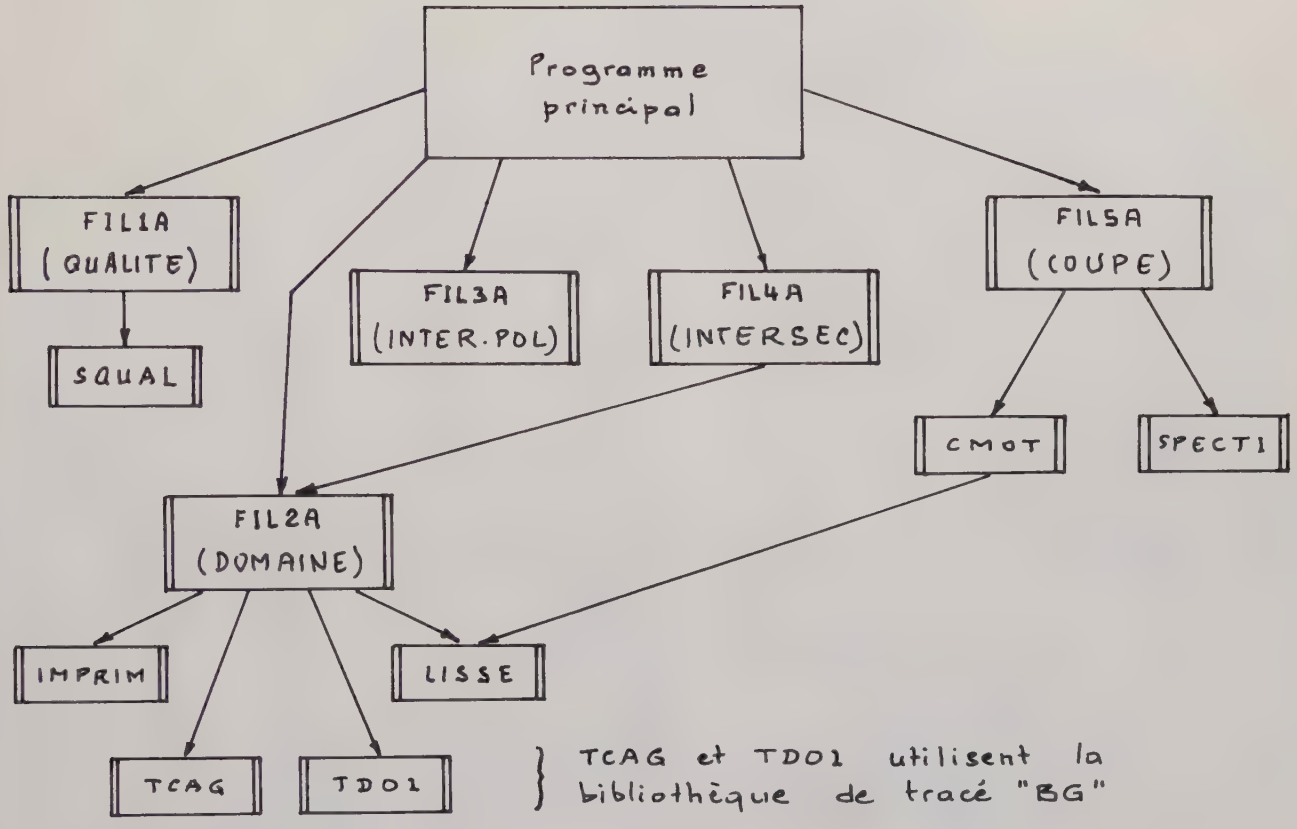


Figure IV.1 - IMBRICATION DES DIFFERENTES UNITES.

- Lecture des données préliminaires
- Lecture des domaines
- Lecture des cartes d'ordres.

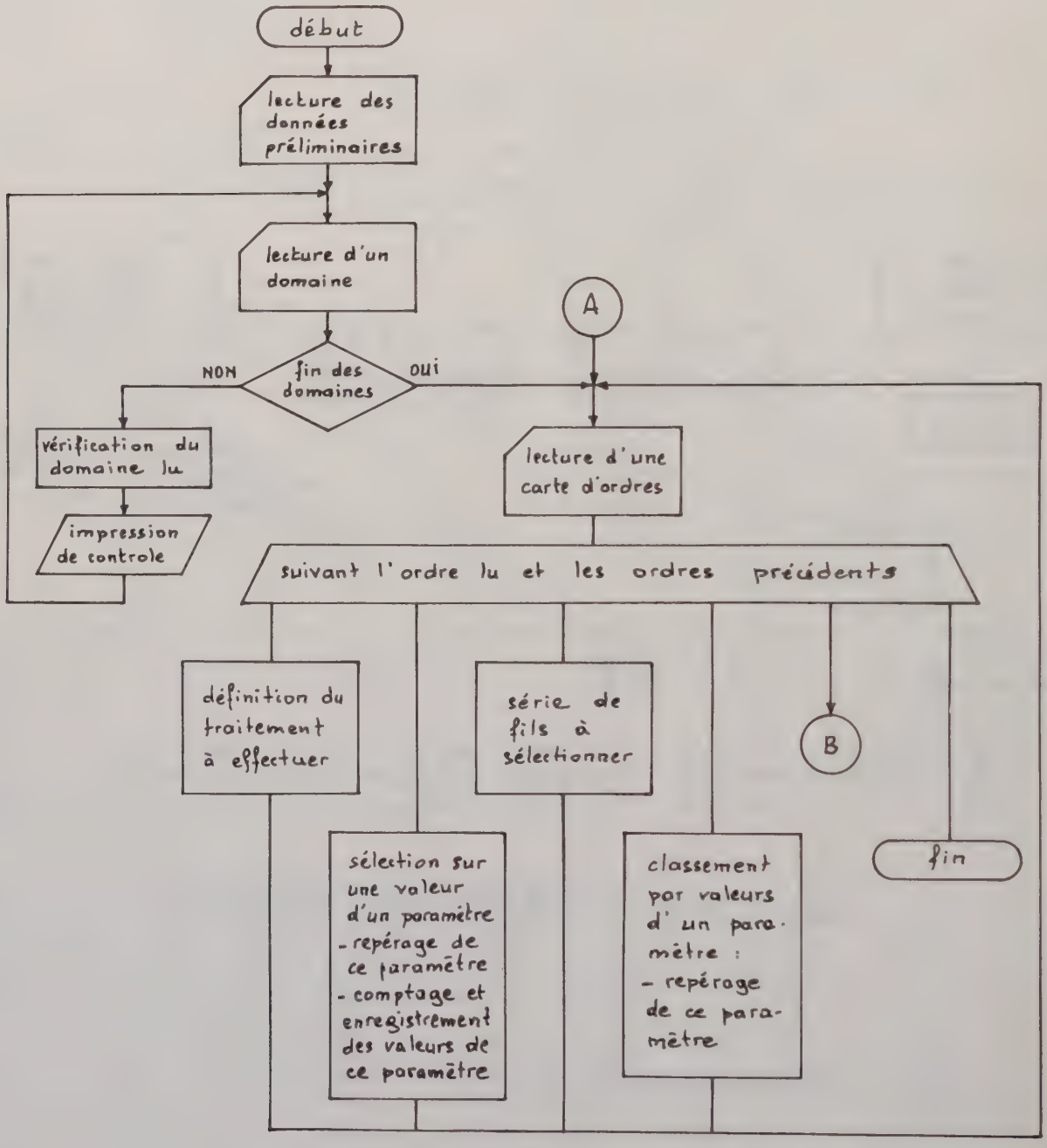


Figure IV.2. - PROGRAMME PRINCIPAL

- Sélection

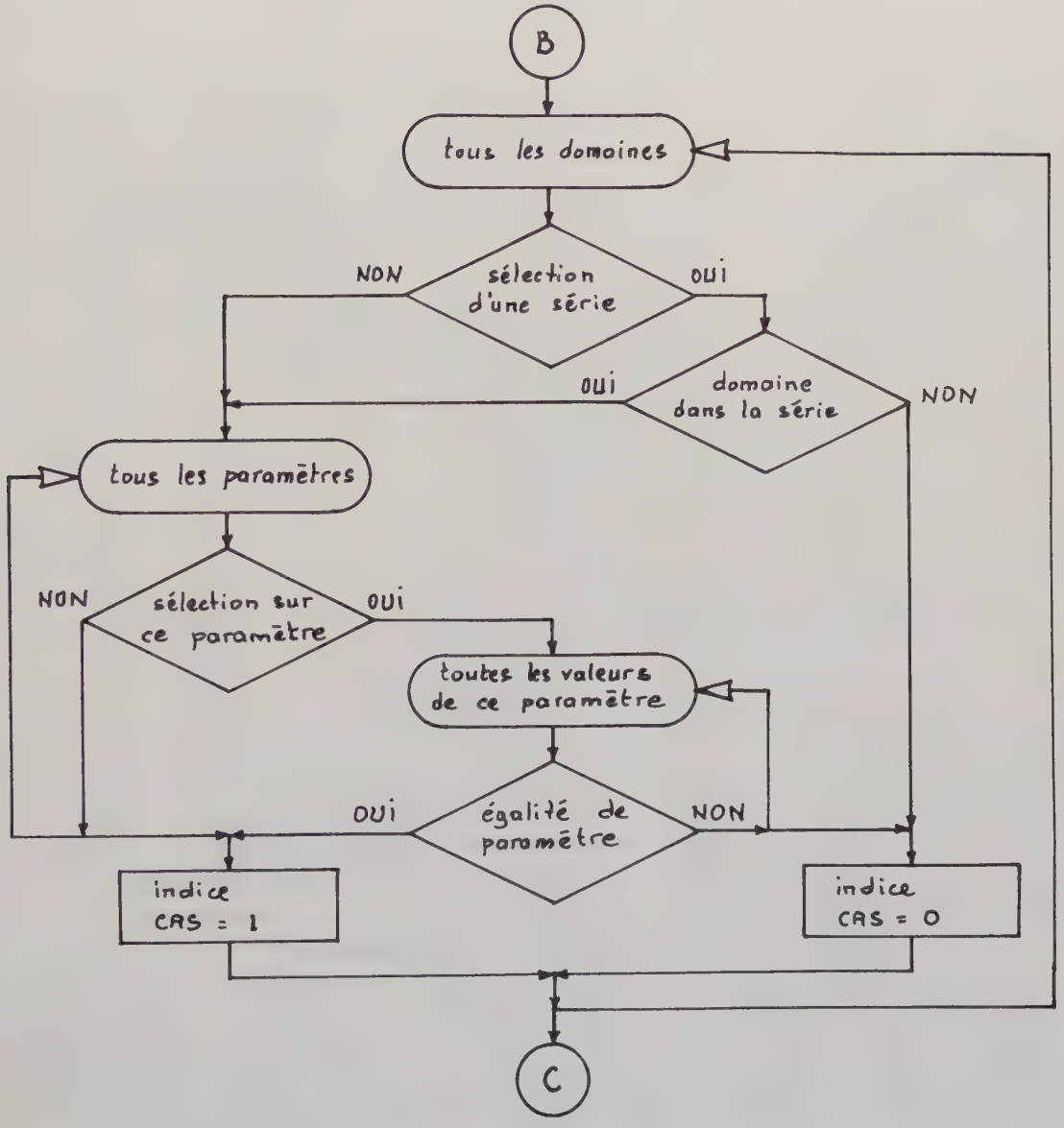


Figure IV.3. - PROGRAMME PRINCIPAL

- Classement
- Appel des sous-programmes de traitement

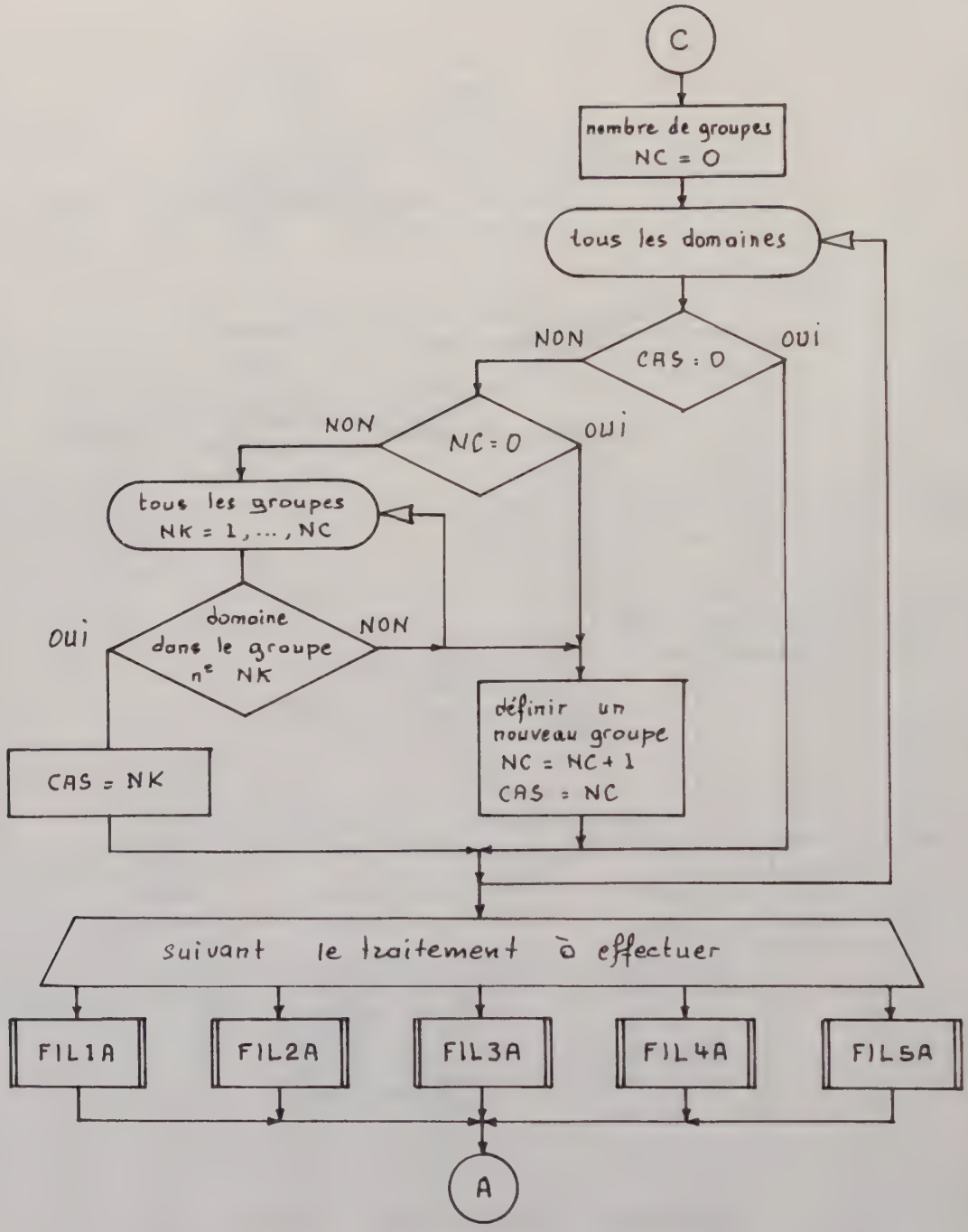


Figure IV.4. - PROGRAMME PRINCIPAL

- Organisation générale

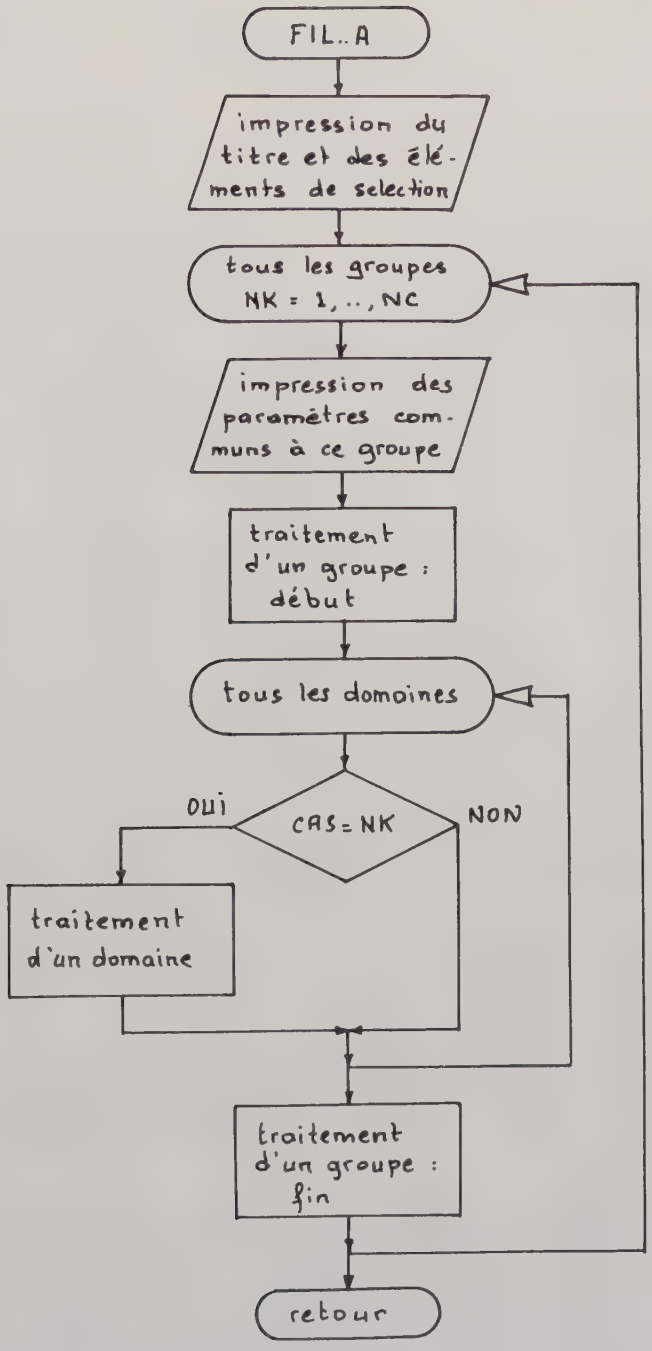


Figure IV.5. - SOUS-PROGRAMME DE TRAITEMENT

ANNEXE V

Réseau de lignes désadaptées.

Caractéristiques des lignes

l : longueur
L : inductance linéique
C : capacité linéique
R : résistance linéique

$$Z_c = \sqrt{\frac{Lp + R}{Cp}}$$

$$\gamma = \sqrt{(Lp + R)\,Cp}$$

Le réseau représenté sur la figure 5.3.03 conduit aux résultats suivants :

Terme utile $$T_u = \frac{2a}{\frac{c}{Z} + (n-1)\,cd + b}$$

avec :

$$a = ch[\gamma l (1 - x)] - \frac{Z_u}{Z_c} sh[\gamma l (1 - x)]$$

$$b = ch[\gamma l (1 - 2x)] - \frac{Z_u}{Z_c} sh[\gamma l (1 - 2x)]$$

$$c = Z_u\, ch[\gamma l (1 - 2x)] - Z_c\, sh[\gamma l (1 - 2x)]$$

$$d = \frac{ch\gamma l - \frac{Z_p}{Z_c} sh\,\gamma l}{Z_c\, sh\gamma l - Z_p\, ch\,\gamma l}$$

Terme parasite $$T_p = \frac{2(n-1)a}{\frac{c}{Z} + cd + (n-1)b}$$

avec :

$$a = ch[\gamma l (1 - x)] - \frac{Z_p}{Z_c} sh[\gamma l (1 - x)]$$

$$b = ch[\gamma l (1 - 2x)] - \frac{Z_p}{Z_c} sh[\gamma l (1 - 2x)]$$

$$c = Z_p \, ch\,[\gamma l\,(1 - 2x)] - Z_c \, sh\,[\gamma l\,(1 - 2x)]$$

$$d = \frac{ch\,\gamma l - \dfrac{Z_u}{Z_c}\, sh\,\gamma l}{Z_c\, sh\,\gamma l - Z_u\, ch\,\gamma l}$$

BIBLIOGRAPHIE [4].

[1] HOFFMAN G.R., TURNER J.A., KILBURN T.
"High-speed digital storage using cylindrical magnetic films"
Proc. IRE (London), vol. 20, pp. 31-36, Janvier 1960

[2] FEDDE G.A.
"Plated wire - a long shot that's paying off"
Electronics, vol. 41, n° 23, pp. 124-128, Novembre 1968

[3] LUBORSKY F.E., McCARY R.O.
"Magnetic film materials"
Proc. IEEE, vol. 59, pp. 1474-1480, Octobre 1971

[4] CHANG H.
"Bibliography of thin magnetic films (1963-1967)"
IEEE Trans. Magnetics, vol. MAG 3, pp. 653-700, Décembre 1967

[5] CHIN G.Y.
"Review of magnetic properties of Fe-Ni alloys"
IEEE Trans. Magnetics, vol. MAG 7, pp. 102-113, Mars 1971

[6] MATHIAS J.S., FEDDE G.A.
"Plated wire technology : a critical review"
IEEE Trans. Magnetics, vol. MAG 5, pp. 728-751, Décembre 1969

[7] CHIKAZUMI S.
"Physics of magnetism"
J. Wiley, 1964

[8] LE BAS J.
"Propriétés magnétiques des couches minces ferromagnétiques"
Dunod, Paris, 1967

[9] STONER E.C., WOHLFARTH E.P.
"A mechanism of magnetic hysteresis in heterogeneous alloys"
Phil. Trans. Roy. Soc., vol. A240, London 1948

[10] BELSON H.S.
"Measurements of skew, dispersion, and creep in plated wires",
IEEE Trans. Communications and Electronics, vol. 83, pp. 829-833, Novembre 1964

[11] GIRARD R., GRUNBERG G., LORANG B., NICOLAS G.
"Plated wire specifications, their relation to plating parameters and influence on store performance"
Intermag. conf. 1969

[12] GERLING W.H.
"Uniaxial anisotropy in polycristalline material"
IEEE Trans. Magnetics , vol. MAG 6, pp. 737-741, Septembre 1970

[13] JADOT J.P., MASIMBERT C.
"Couches magnétiques couplées par échange"
n.t. LETI/EPA n° 692, CEA-CENG

[14] FINZI L.A., FRITSCH R.J.
"Nondestructive readout in nonplanar magnetic films"
IEEE Magnetics, vol. MAG 5, pp. 300-303, Septembre 1969

[15] CHONG C.F., MOSENKIS R., HANSON D.K.
"Engineering design of a mass random access plated wire memory"
Fall Joint Computer conf. 1967

[16] AUGIER D.
"Evaluation du coût des mémoires à fils"
n.t. LETI/EPA n° 728, CEA-CENG

[17] LOVE D.B., LONG T.R.
"Magnetization distribution in flat and cylindrical films subject to nonuniform hard direction fieds"
IEEE Trans. Magnetics, vol. MAG 2, pp. 194-197, Septembre 1966

[18] PEARL J.
"Field distribution of plated wire memory elements and its effect on memory characteristics"
IEEE Trans. Magnetics, vol. MAG 4, pp. 366-371, septembre 1968

[19] CHABANAS L.
"Testeur de mémoires à fils connecté à une perforatrice de cartes"
n.t. LETI/EPA 70.2328, CEA-CENG

[20] ENGLAND W.A.
"Applications of plated wire to military and space environnement",
IEEE Trans. Magnetics, vol. MAG 6, pp. 528-534, Septembre 1970

[21] KAYSER W.
"Magnetization creep in magnetic films"
IEEE Trans. Magnetics, vol. MAG 3, pp. 141-157, Juin 1967

[22] BROOKS J.L., DOYLE W.D.
"Observation of domaine wall dynamics in cylindrical magnetic films"
Intermag conf. 1969

[23] WAABEN S.
"High-speed plated memory system"
IEEE Trans. Electronic Computers, vol. EC 16, pp.335-343, juin 1967

[24] Mc CALLISTER J.P., CHONG C.F.
"A 500-nanosecond main computer memory utilizing plated-wire elements"
Fall Joint Computer conf. 1966

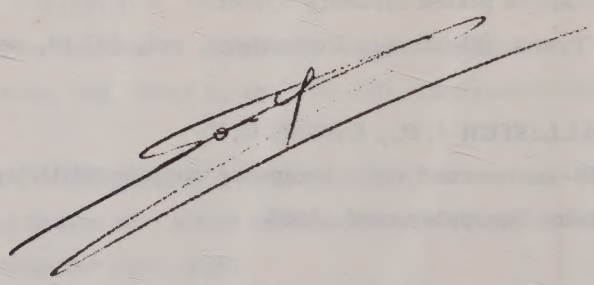
[25] BLANCHET F., NOUVELOT A.
"Multiplexeur à MOS pour commande de mémoires à fils magnétiques"
n.t. LETI/ME 637, CEA-CENG.

Manuscrit reçu le 12 octobre 1972

Vu

et Permis d'Imprimer

Grenoble, le 14 juin 1972

Le Président de l'Université

Scientifique et Médicale